



Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação  
Departamento de Micro-onda e Óptica



# PROJETO E TESTE DE UM RECEPTOR PARA TRANSMISSÕES EM MODO DE RAJADA DE REDES ÓPTICAS PASSIVAS DE NOVA GERAÇÃO

**Bruno Cesar de Camargo Angeli**

Orientador: Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

**Dissertação de Mestrado** apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Telecomunicações e Telemática.**

Banca Examinadora

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (presidente) — DMO/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Murilo Araujo Romero — EESC/USP São Carlos

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza — Consultor

Campinas, SP  
30 de agosto de 2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

An43p	<p>Angeli, Bruno Cesar de Camargo Projeto e teste de um receptor para transmissões em modo de rajada de redes ópticas passivas de nova geração / Bruno Cesar de Camargo Angeli. --Campinas, SP: [s.n.], 2011.</p> <p>Orientador: Aldário Chrestani Bordonalli. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Redes ópticas passiva. I. Bordonalli, Aldário Chrestani. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.</p>
-------	--

Título em Inglês: Design and test of a burst mode receiver for next generation passive optical network

Palavras-chave em Inglês: Passive optical network

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Murilo Araujo Romero, Rui Fragassi Souza

Data da defesa: 30-08-2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidato:** Bruno Cesar de Camargo Angeli

**Data da Defesa:** 30 de agosto de 2011

**Título da Tese:** "Projeto e Teste de um Receptor para Transmissões em Modo de Rajada de Redes Ópticas Passivas de Nova Geração"

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (Presidente):  \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Murilo Araújo Romero:  \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza:  \_\_\_\_\_

# Resumo

Devido ao grande volume de tráfego causado pelo aumento exponencial do número de usuários na Internet e o surgimento contínuo de novas aplicações de banda larga, redes de alta capacidade são necessárias para suportar a grande demanda de tráfego. Dentre os diferentes tipos de redes de acesso, as redes ópticas passivas são consideradas uma das alternativas mais promissoras para conexão de última milha, devido ao seu baixo custo e a eficiência de seus recursos, o que a torna uma das principais soluções para a demanda por banda de transmissão. Para acomodar o alto número de assinantes, a transmissão em modo de rajada é utilizada, sendo o tratamento e a recepção desta natureza de transmissão um dos pontos mais críticos de concepção do sistema. Dentro deste contexto, este trabalho apresenta o estudo e projeto de um receptor operando em modo de rajada para ser usado em redes ópticas passivas de próxima geração, devendo este suportar uma taxa de transmissão de até 2,5 Gbit/s. Os passos de desenvolvimento do protótipo são descritos e seu desempenho avaliado em termos das recomendações propostas pelo órgão ITU-T.

**Palavras-chave:** *redes ópticas passivas, receptor em modo de rajada, redes ópticas passivas de próxima geração, ITU-T.*

# Abstract

Due to the increasing volume of traffic caused by the exponential growth of the number of Internet users and the continuous arrival of new broadband applications, high-capacity networks are necessary to handle large traffic demand. Among the different types of access networks, passive optical networks are considered one of the most promising alternatives for the last mile connection, due to its low cost and resource efficiency, making it one of the main solutions to the demand for bandwidth transmission. To accommodate a large number of subscribers, burst mode transmission is used. Thus, the reception and processing of this type of transmission becomes one of the most critical system design issues. Within this context, this work presents the study and design of a receiver operating in burst mode to be used in next generation passive optical networks, supporting transmission rates up to 2.5 Gbit/s. The prototype development stages are described and the receiver performance evaluated in terms of the recommendations proposed by the ITU-T.

**Keywords:** *passive optical network, burst mode receiver, next generation passive optical network.*

*Dedico este trabalho a toda minha família.  
Aos meus pais, Maurício e Neusa, e a minha  
irmã, Camila, pelos ensinamentos e por estarem  
sempre ao meu lado, não importando a situação.  
Em especial à minha noiva, Fernanda, pelo amor,  
pela paciência e, principalmente, pela companhia.*

*“Se Deus é por nós, quem será contra nós.”*

*Romanos 8:31*

# Agradecimentos

Inicialmente, agradeço a Deus pela saúde, por tudo que tenho e pelas conquistas.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli, pela oportunidade oferecida, orientação e paciência durante a realização desse trabalho.

Ao CPqD, a Ericsson AB e ao gerente Alberto Paradisi, pela estrutura oferecida e por permitir a realização deste projeto.

Aos amigos do CPqD, Vitor Bedotti, Luis Renato Monte, Giovanni Curiel, Fernando Rocha, Rodrigo Bernardo, Valentino Corso, Eduardo Mobilon, Ronaldo Ferreira da Silva, Alexandre Silvestre da Cunha, Getúlio Paiva, Adolfo Fernandes Herbster, Rodrigo Moreira, Vitor Vale do Nascimento, Juliano Rodrigues Fernandes de Oliveira, Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira, Vinícius Garcia de Oliveira, João Batista Rosolem, Claudio Floridia, , entre outros;

Aos meus pais, Maurício e Neusa, e a minha irmã, Camila, que sempre estiveram ao meu lado quando precisei e que me ajudaram a ser o que sou hoje.

À minha noiva, Fernanda, pela ajuda e pelo incentivo em todos os momentos.

E, finalmente, a todos que ajudaram na minha formação acadêmica e, em especial, direta ou indiretamente, na realização deste trabalho.

# Sumário

LISTA DE FIGURAS.....	XI
LISTA DE TABELAS.....	XIII
LISTA DE ABREVIACÕES.....	XIV
LISTA DE SÍMBOLOS.....	XVII
 CAPÍTULO 1.....	 1
INTRODUÇÃO.....	1
1.1 REDES DE ACESSO .....	2
1.2 FIBER TO THE X (FTTx) .....	3
1.3 REDES ÓPTICAS PASSIVAS.....	4
1.3.1 Redes PON Ponto – a – Ponto .....	5
1.3.2 Redes PON Ponto – Multiponto .....	6
1.4 TOPOLOGIAS PONS .....	7
1.5 ARQUITETURAS DE REDES ÓPTICAS PASSIVAS.....	8
1.5.1 Multiplexação por Divisão no Tempo (TDM-PON) .....	8
1.5.2 Multiplexação por Divisão em comprimento de Onda (WDM-PON) .....	10
1.5.3 TDM-PON versus WDM-PON .....	11
1.5.4 Evolução de TDM-PON para WDM-PON.....	12
1.5.5 Redes Híbridas.....	12
1.6 PADRÕES DE REDES ÓPTICAS PASSIVAS .....	14
1.6.1 Rede Óptica Passiva de Banda Larga (BPON) .....	14
1.6.2 Rede Óptica Passiva Gigabit (GPON) .....	14
1.6.3 Rede Óptica Passiva Ethernet (EPON) .....	15
1.6.4 Rede Óptica Passiva Ethernet 10 Gigabit (10GE PON) .....	15
1.6.5 Rede Óptica Passiva 10 Gigabit (XGPON).....	15



1.7	COMERCIALIZAÇÃO DE REDES PON .....	15
1.8	OBJETIVO .....	16
<b>CAPÍTULO 2.....</b>		<b>17</b>
<b>CONCEITOS SOBRE RECEPTORES OPERANDO EM MODO DE RAJADA.....</b>		<b>17</b>
2.1	RECEPTOR EM MODO DE RAJADA EM GPON .....	17
2.2	ESTRUTURAS DE QUADROS GPON .....	18
2.3	RECEPTORES CONVENCIONAIS VERSUS RECEPTORES EM MODO DE RAJADA .....	19
2.4	A ESTRUTURA DOS RECEPTORES EM MODO DE RAJADA .....	20
2.4.1	Acoplamento AC.....	22
2.4.2	Acoplamento DC.....	23
2.4.3	Controle de Ganho .....	24
2.4.4	Compensação DC.....	25
2.4.5	Limiar de Decisão.....	27
2.4.6	Penalidade do Receptor em Modo de Rajada.....	31
2.4.7	Sensibilidade .....	32
2.5	RUÍDOS E OBSTÁCULOS EM REDES ÓPTICAS .....	34
2.5.1	Ruídos dos Fotodetectores .....	35
<b>CAPÍTULO 3.....</b>		<b>37</b>
<b>DESENVOLVIMENTO E MODELAMENTO DO RECEPTOR EM MODO DE RAJADA.....</b>		<b>37</b>
3.1	RECEPTOR ÓPTICO .....	37
3.2	COMPONENTES A SEREM UTILIZADOS .....	38
3.2.1	Amplificador de Transimpedância.....	38
3.2.2	Amplificador de Limitador .....	41
3.3	PROJETO ELETRÔNICO E DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO .....	42
3.3.1	Esquema Elétrico e Projeto da Placa de Circuito Impresso.....	47
3.4	SIMULAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO PRELIMINAR.....	49
3.4.1	Simulações .....	50

---

<b>CAPÍTULO 4 .....</b>	<b>56</b>
<b>TESTES E RESULTADOS .....</b>	<b>56</b>
4.1 CENÁRIO DE TESTES .....	56
4.2 ATIVAÇÃO DO RECEPTOR .....	59
4.3 QUADRO GPON .....	61
4.4 CARACTERIZAÇÃO DO BMR.....	62
4.4.1 Sinal de Reinício.....	64
4.4.2 Razão de Variação de Amplitude entre Pacotes .....	65
4.4.3 Ajuste Ótimo do APD .....	65
4.5 TESTES E CENÁRIOS.....	66
4.5.1 Cenário 1.....	69
4.5.2 Cenário 2.....	70
4.6 O BMR COM APD DE BAIXO M.....	73
4.6.1 Caracterização do BMR-MG.....	74
4.6.2 Testes do BMR-MG.....	76
<b>CAPÍTULO 5.....</b>	<b>77</b>
<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>	<b>77</b>
5.1 TRABALHOS FUTUROS.....	79
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>80</b>

# Lista de Figuras

Fig. 1.1 – Arquitetura de alto nível para representar redes de acesso. ....	2
Fig. 1.2 – Diferentes tipos de arquiteturas FTTx.....	4
Fig. 1.3 – Exemplo de uma rede P2P. ....	6
Fig. 1.4 – Exemplo de uma rede P2MP.....	7
Fig. 1.5 – Topologias para redes PON: (a) árvore (b) barramento e (c) anel. ....	7
Fig. 1.6 – Exemplo de um estágio de divisão usando a arquitetura TDM .....	9
Fig. 1.7 – Exemplo de divisão multi-estágio usando a arquitetura TDM .....	10
Fig. 1.8 – Exemplo de arquitetura WDM-PON .....	11
Fig. 1.9 – Diagrama de uma rede PON Híbrida WDM-TDM .....	13
Fig. 2.1 – Estrutura de quadro de DS .....	18
Fig. 2.2 –Estrutura de quadro US .....	19
Fig. 2.3 – Exemplo de quadros de US que chegam às OLTs .....	20
Fig. 2.4 – Diagrama de blocos generalizado de um BMR e a distribuição de sinais depois de cada bloco .....	21
Fig. 2.5 – Variação do limiar de decisão de um BMR .....	22
Fig. 2.6 – Diagrama de um receptor óptico com acoplamento AC .....	22
Fig. 2.7 – Base de tempo de receptores com acoplamento AC .....	23
Fig. 2.8 – Dois esquemas de operação de um BMR, com (a) realimentação e (b) alimentação adiante .....	24
Fig. 2.9 – Sinais de saída do TIA.....	26
Fig. 2.10 – Variação do limiar de um BMR, para $T = 1$ , $\tau_f = 15 \cdot T$ , $\tau_r = 0,5 \cdot T$ , $V_c = 0,5 \text{ V}$ . ....	28
Fig. 2.11 – Estrutura de pacote de dados.....	29
Fig. 2.12 – Pior caso para variação de limiar em BMR .....	29
Fig. 2.13 – Exemplo relacionado ao primeiro cenário .....	30
Fig. 2.14 – Variação do limiar devido aos picos de entrada .....	31
Fig. 2.15 – Distribuição normal para o ruído .....	33
Fig. 3.1 – Estrutura básica de um receptor óptico.....	38
Fig. 3.2 – Representação básica de um circuito de transimpedância .....	40
Fig. 3.3 – O TIA com porta em modo comum.....	40
Fig. 3.4 – Amplificador em malha fechada.....	41
Fig. 3.5 – Diagrama em bloco de um amplificador limitador.....	42
Fig. 3.6 – Diagrama em bloco do <i>chipset</i> .....	43
Fig. 3.7 – Corrente de monitoramento versus média da corrente de entrada.....	44
Fig. 3.8 – Resistência ( $k\Omega$ ) versus tensão mínima pico-a-pico diferencial de entrada.....	45
Fig. 3.9 – Montagem do componente ROSA (APD+TIA).....	45
Fig. 3.10 – Gráfico do ganho reverso do APD ( $1/M$ ) versus a tensão reversa aplicada.....	46
Fig. 3.11: Projeto elétrico do módulo receptor: (a) conversor DC-DC e módulo ROSA; (b) LIA e conectores para interfaces externas.....	48
Fig. 3.12 – Estrutura utilizada na construção da placa do BMR.....	49
Fig. 3.13 – Trilhas de circuito do tipo (a) microfita e (b) linha de fita.....	49
Fig. 3.14 – Protótipo do receptor em modo de rajada.....	49
Fig. 3.15 – Cenário utilizado na simulação do desempenho do receptor.....	50
Fig. 3.16 – Receptor operando em modo de rajada criado no OptiSys.....	51

Fig. 3.17 – Esquema de transmissão em modo de rajada de duas ONUs para simulação do desempenho do receptor via o software OptiSys. ....	52
Fig. 3.18 – Janelas de transmissão em rajada para (a) ONU1, com a janela de tempo configurada entre 100 ns e 1600 ns, e (b) ONU2, com a janela de tempo configurada entre 1610 ns e 3110 ns. ....	53
Fig. 3.19 – (a) Transmissão do sinal acoplado proveniente das duas ONUs e (b) diferença de potência de 15 dB entre as duas rajadas. ....	53
Fig. 3.20 – Curva comparativa de BER versus potência óptica de entrada. ....	55
Fig. 4.1 – Arranjo experimental para os testes de desempenho do BMR. ....	57
Fig. 4.2 – Quadros capturados do MP1800 durante (a) o ajuste de parâmetros temporais por meio do software PON Application e (b) a visualização dos pacotes configurados no tempo. ....	58
Fig. 4.3 – Validação do BMR, utilizando-se um (a) sinal óptico de -28 dBm aplicado a sua entrada e (b) sinal elétrico na saída do TIA. ....	60
Fig. 4.4 – Sinal elétrico na saída do LIA para -28 dBm de potência óptica de entrada óptica. ....	60
Fig. 4.5 – Quadro GPON adotado. ....	61
Fig. 4.6 – Quadro GPON programado no BERT. ....	61
Fig. 4.7 – Gráfico BER do receptor operando em modo contínuo. ....	62
Fig. 4.8 – Sinais ópticos de ambas ONUs, juntamente com o sinal de inicialização acionado a fim de pacote, para uma situação onde as potências ópticas médias dos pacotes são iguais. ....	63
Fig. 4.9 – Curvas experimentais e de simulação da BER para operação em modo de rajada (LS = 0 dB). ....	64
Fig. 4.10 – Sinais de saída do BMR, mostrando a posição do sinal de inicialização (a) antes do fim do pacote e (b) após início do pacote. ....	64
Fig. 4.11 – Tela do DCA exemplificando uma situação de transmissão em modo de rajada onde o BMR recebe pacotes com uma LS de 10 dB. ....	65
Fig. 4.12 – BER em função da potência de entrada do BMR com APD, tendo os valores de fator de ganho M como parâmetro, para pacotes com LS = 0 dB. ....	66
Fig. 4.13 – Comparação da medição de BER em função da potência óptica de entrada do BMR dos resultados obtidos em simulação, em laboratório e em modo contínuo: (a) para LS = 5 dB, (b) para LS = 10 dB e (c) para LS = 15 dB. ....	68
Fig. 4.14 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR operando em 1,25 e 2,5 Gbit/s. ....	69
Fig. 4.15 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro e a inclusão de um rolo de fibra de 20 km no enlace. ....	70
Fig. 4.16 – Representação da variação do tamanho dos pacotes utilizados nos testes. ....	71
Fig. 4.17 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro e considerando-se pacotes da ONUs com tamanhos diferentes. ....	72
Fig. 4.18 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo o número de bits do preâmbulo como parâmetro. ....	73
Fig. 4.19 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR-PIN, para o receptor operando em modo contínuo e em modo de rajada. ....	75
Fig. 4.20 – Comparação de BER em função da potência óptica de entrada do BMR-PIN e do BMR, operando em modo contínuo e em modo de rajada. ....	75
Fig. 4.21 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR-PIN, tendo a razão LS como parâmetro. ....	76

# Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Recomendação G984.2 de alocação para cabeçalho em modo rajada na OLT .....	19
Tabela 2.2 – Comparativo entre receptores convencionais e em modo rajada .....	20
Tabela 3.1 – Caracterização dos componentes dos módulos ROSA construídos.....	46
Tabela 3.2 – Parâmetros ajustados para os componentes do receptor.....	51
Tabela 3.3 – Medidas de BER versus potência óptica de entrada. ....	54
Tabela 4.1 – BER como uma função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro.....	67
Tabela 4.2 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro e a inclusão de dois rolos de fibra de 20 km no enlace. ....	70
Tabela 4.3 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro e considerando-se pacotes representados pelas situações (2) e (3). ....	72

# Lista de Abreviações

PON – redes ópticas passivas (*passive optical network*)

NG-PON – PON de próxima geração (*next generation PON*)

CO – central de operação (*central office*)

RN – nó remoto (*remote node*)

NIU – unidade de interface de rede (*network interface unit*)

P2MP – ponto multiponto (*point- multipoint*)

HFC – híbrido fibra – coaxial (*hybrid fiber coaxial*)

FTTx – fibra até o x (*fiber to the x*)

FTTCab –fibra até o gabinete ( *fiber to the cabinet*)

FTTB – fibra até o prédio (*fiber to the building*)

FTTH – fibra até a casa (*fiber to the home*)

DSL – linha de assinante digital (*digital subscriber line*)

ODN – rede de distribuição óptica (*optical distribution network*)

ONT – terminal de rede óptica (*optical network terminal*)

ONU – unidade de rede óptica (*optical network unit*)

OLT – terminal de linha óptica (*optical line terminal*)

AON – rede óptica ativa (*active optical network*)

US – sinal de subida (*upstream*)

DS – sinal de descida (*downstream*)

P2P – ponto-a-ponto (*point-to-point*)

TDM-PON – PON por multiplexação por divisão de tempo (*time division multiplex PON*)

TPON – telefonia PON (*telephony PON*)

WDD – divisão duplo de comprimento de onda (*wavelength duplex division*)

TDMA – tempo de acesso por divisão de tempo (*time division multiplex access*)

MAC – controle de acesso ao meio (*media access control*)

QoS – qualidade de serviço (*quality of service*)

DBA – alocação dinâmica de banda (*dynamic band allocation*)

WDM-PON – PON por multiplexação por divisão em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing PON*)

AWG – matriz de guia de onda (*array waveguide*)

BPON – PON de banda larga (*broadband PON*)

FSAN - *full service access network*

ATM – modo de transferência assíncrona (*asynchronous transfer mode*)

GPON – PON gigabit (*gigabit-capable PON*)

ITU-T – *International Telecommunication Union-Telecommunication standardization*

EPON – PON Ethernet (*Ethernet PON*)

IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

GEAPON – PON gigabit Ethernet (*gigabit EPON*)

XG-PON – PON 10 gigabit (*10 gigabit-capable PON*)

BMR – receptor em modo de rajada (*burst mode receiver*)

PCBd – bloco de controle físico (*physical control block*)

GEM – método de encapsulamento GPON (*GPON encapsulation method*)

GFP – procedimento de quadro genérico (*generic frame procedure*)

PLOu – cabeçalho de camada física do sinal de subida (*physical layer overhead upstream*)

PLOAM – camada física de operação, administração e gerenciamento (*physical layer operations, administration and management*)

PLS – sequenciador de potência (*power leveling sequence*)

DBR – relatório de largura de banda dinâmica (*dynamic bandwidth report*)

APD – fotodetector avalanche (*avalanche photodetector*)

TIA – amplificador de transimpedância (*transimpedance amplifier*)

LIA – amplificador limitador (*limiting amplifier*)

SDH – hierarquia síncrona digital (*synchronous digital hierarchy*)

SONET – redes ópticas síncronas (*synchronous optical networking*)

FF – alimentação adiante (*feed forward*)

FD – faixa dinâmica;

AGC – controle automático de ganho (*automatic gain control*)

AOC – compensação automática de deslocamento (*automatic offset compensation*)

ER – taxa de extinção (*extinction ratio*);

ASE – emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission*)

BER – taxa de erro de bit (*bit error rate*);

OSNR – razão sinal-ruído óptica (*optical signal noise ratio*)

SNR – razão sinal-ruído (*signal noise ratio*)

MOSFET – transistor de efeito de campo tipo metal-óxido-semicondutor (*metal-oxide-semiconductor field effect transistor*)

TJB – transistor de junção bipolar (*bipolar junction transistor*)

ROSA - submontagem óptica do receptor (*receiver optical sub-assembly*)

PRBS – sequência pseudo-aleatória de bits (*pseudo-random bit sequence*)

LTO – linha de transmissão óptica

L/S ratio – razão de maior potência/ menor potência

PMD – dispersão do modo de polarização (*polarization modal dispersion*)

PPG – gerador de pulso padrão (*pulse pattern generator*)

DCA – analisador de comunicação digital (*digital communication analyzer*)



# Lista de Símbolos

$T_g$  – tempo de guarda (*guard time*)

$T_p$  – tempo de preâmbulo (*preamble time*)

$T_d$  – tempo de delimitador (*delimiter time*)

$\lambda$  – comprimento de onda

$V_{outP}$  – saída positiva de sinal

$V_{outN}$  – saída de sinal negativa

$V_{th}$  – nível de tensão do limiar de decisão

$V_{cm}$  – nível ideal para o sinal

$V_{os,TIA}$  – nível do deslocamento diferencial

$b$  – nível lógico do bit

$V_0$  – valor do bit “0”

$V_1$  – valor do bit “1”

$V_{os}$  – valor de deslocamento

$n$  – enésimo valor

$a(n)$  – nível lógico do dado

$\tau_f$  – constante de retenção

$\tau_r$  – tempo de subida

$I_s$  – corrente de saída do fotodetector

$R_{pd}$  – responsividade

$P_{in}$  – potência de entrada

$\sigma$  – desvio padrão

$I_{pp}$  – corrente pico a pico

$Q$  – parâmetro  $Q$  de Personick

$P_{sens}$  – sensibilidade

$BW$  – largura de banda

$F$  – fator de ruído

$M$  – ganho avalanche

$A$  – ganho

$R_{in}$  – resistência de entrada

$r_{ds\_1}$  – resistência entre os pinos dreno e fonte

$g_m$  – transcondutância do dispositivo

# Capítulo 1

## Introdução

O crescimento contínuo de novas aplicações para a Internet, a necessidade de maior largura de banda e altas taxas de velocidade requerem novos tipos de sistema de comunicação. A maioria das redes em uso hoje em dia ainda é construída utilizando-se fios de pares trançados. Esta tecnologia apresenta muitas desvantagens, incluindo largura de banda limitada implícita no material (cobre) e a necessidade de grande número de chaves e amplificadores, o que aumentam o consumo de energia da rede.

As redes híbridas de fibra e cabo coaxial que reutilizam a rede de distribuição de televisão também apresentam inconvenientes, tais como a largura de banda limitada e amplificadores de potência necessários para superar a distância entre os usuários. Logo, o futuro do acesso em banda larga encontra-se em redes baseadas em fibras ópticas.

Este tipo de rede apresenta, teoricamente, largura de banda ilimitada, imunidade ao ruído e baixa atenuação, em comparação ao que se tem para outras arquiteturas, reduzindo-se o número de amplificadores e chaves e, conseqüentemente, tornando a rede mais verde do ponto de vista ambiental (menor consumo).

As redes ópticas passivas (PON – *passive optical network*) e as redes ópticas passivas de próxima geração (NG-PON – *next generation PON*) são arquiteturas que estão cada vez mais em estudo devido à largura de banda disponível, ao maior número de usuários que podem se conectar à rede e, principalmente, ao fato de não apresentar componentes ativos [1].

## 1.1 Redes de Acesso

A rede de acesso é uma rede onde se conecta um provedor de serviço a algum estabelecimento, podendo ser residencial ou comercial. A arquitetura básica desta rede é mostrada na Fig. 1.1, e é composta por três componentes principais [2].

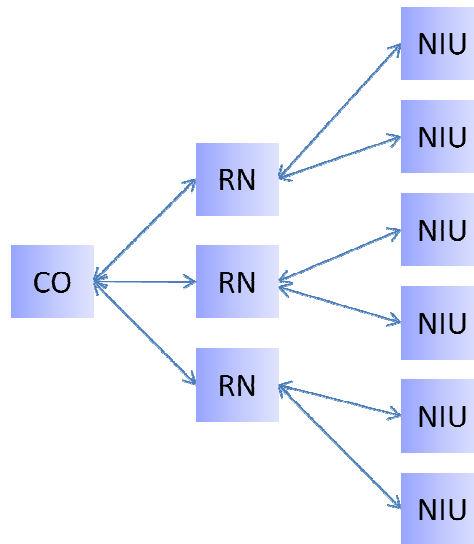


Fig. 1.1 – Arquitetura de alto nível para representar redes de acesso.

O primeiro componente que deve ser mencionado é a central de operação ou *hub* (CO – *central office*). O segundo é conhecido como nó remoto (RN – *remote node*), seguido pelo terceiro componente chamado de unidade de interface de rede (NIU – *network interface unit*). Dependendo da aplicação, o nó remoto, que se conecta à última milha, pode ser tanto ativo como passivo e é utilizado para agregar e distribuir os dados entre os assinantes e a central. A CO é a porta de entrada para a rede metropolitana, onde todos os COs, dentro de uma cidade ou região, normalmente são conectados via fibra óptica, em topologia de rede em anel, por dezenas a centenas de quilômetros para a prestação de serviços de multimídia aos clientes. No final, a rede metropolitana é terminada em um roteador de rede central, que interliga cidades ou regiões a distâncias de centenas a milhares de quilômetros em uma topologia em malha [3].

As tecnologias atuais de rede de acesso estão em rápido desenvolvimento e já suportam tecnologias alternativas com e sem fio, utilizando as topologias de redes ponto-multiponto (P2MP) já implantadas para fornecer conectividade de banda larga [4]. As tecnologias WiMAX [5] e Wi-Fi [5] apresentam boa qualidade de sinal; no entanto, elas não são viáveis para suportar a Internet de alta

velocidade juntamente com suas aplicações de vídeo em alta definição. Isto porque a largura de banda praticada e disponível é compartilhada entre dezenas a centenas de usuários e existem apenas alguns produtos novos desenvolvidos para incorporar o sistema WiMAX ao mercado [6]. Além disso, a rede de acesso pode ser considerada como duas redes distintas, sendo a primeira uma rede de distribuição, que é a rede que conecta os RNs às NIUs, e a segunda, a rede alimentadora, que consiste na rede que conecta a CO aos RNs [6].

## 1.2 *Fiber to the X (FTTx)*

Há hoje algumas arquiteturas de redes de acesso que utilizam fibras ópticas e que são comercialmente passíveis de implementação em campo, são elas: redes híbridas fibra-coaxial (HFC – *hybrid fiber coaxial*) e as redes de fibra até o x (FTTx – *fiber to the x*). A estrutura de redes HFC utiliza a fibra óptica como meio de transmissão e emprega a infraestrutura de cabos coaxiais, já implantadas em muitos lugares, como meio de distribuição para o usuário. O conceito de HFC, no entanto, está fora do escopo deste trabalho e, por isso, não será mais discutido. Em redes FTTx, a fibra óptica é utilizada em ambas as redes de alimentação e distribuição. A letra x do acrônimo FTTx pode geralmente ser substituída pela letra C, que significa meio-fio (*curb*) ou gabinete (*cab*), por B, no caso de prédio (*building*), por H, significando casa (*home*), e por P, dependendo de quão perto a fibra óptica chega ao local (*premise*) do usuário final. O caminho restante entre o x e o assinante é, normalmente, feito via domínio elétrico.

Estas arquiteturas são caracterizadas basicamente pelas diferentes distâncias de conexões elétricas que cada uma apresenta. Na FTTCab, a fibra óptica chega ao gabinete dentro de um raio de, aproximadamente, 1 km de distância do assinante final. Esta é a arquitetura que apresenta a mais longa conexão elétrica. A conexão entre o gabinete e o assinante geralmente é feita utilizando a tecnologia DSL (*digital subscriber line*). Já as arquiteturas FTTC e FTTB apresentam uma distância de conexão elétrica de, aproximadamente, 100 m do usuário final e as possíveis tecnologias usadas, após a terminação da fibra, são o DSL ou Ethernet [7]. Por sua vez, as arquiteturas FTTH e FTTP disponibilizam a fibra óptica diretamente ao assinante final.

Ao final da rede de distribuição óptica (ODN – *optical distribution network*) em redes de acesso, ou seja, onde se encontra o assinante final, a fibra é terminada em um nó, geralmente referenciado como terminal de rede óptica (ONT – *optical network terminal*) ou unidade de rede óptica (ONU – *optical network unit*). Por conveniência, este trabalho adotará a notação ONU. Já na central de operação, a rede de alimentação é encerrada com uma interface de linha óptica (OLT – *optical line terminal*). O objetivo da

ONU é o de servir como interface entre o meio óptico e elétrico; já a OLT tem como propósito a transmissão multiplex para todas as ONUs que pertençam à mesma rede de acesso [7].

A Fig. 1.2 representa esta rede de distribuição contendo a OLT, presente na central de operação, os RNs e as ONUs. O triângulo representa a ODN com suas diferentes distâncias de conexão, dependendo da arquitetura adotada. A conexão feita pela ODN é totalmente óptica, sendo a função da ONU converter e oferecer a interface elétrica para os usuários finais representados por NIU.

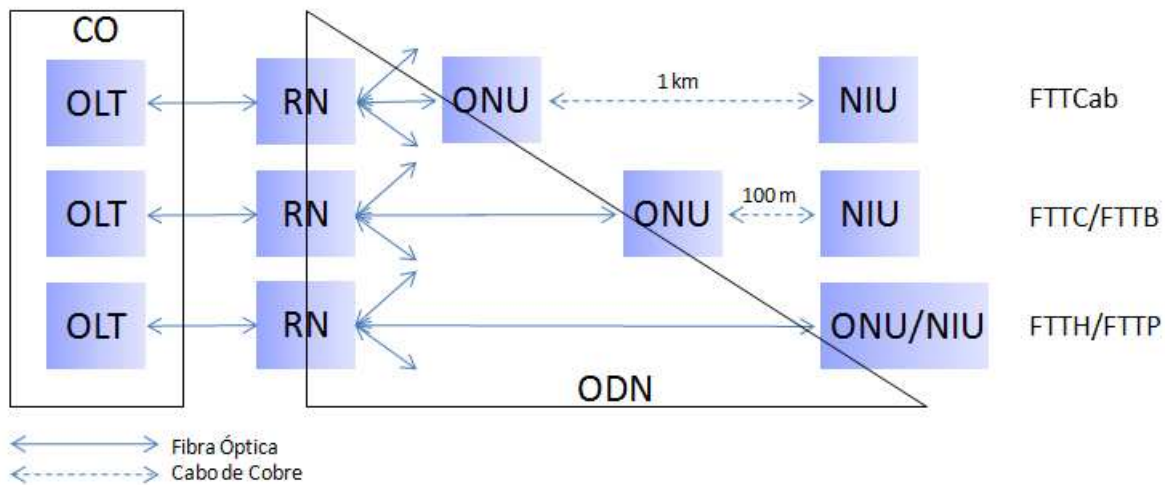


Fig. 1.2 – Diferentes tipos de arquiteturas FTTx.

### 1.3 Redes Ópticas Passivas

As arquiteturas FTTx podem ser baseadas em RNs ativas ou passivas. Uma rede com RNs ativas é conhecida como rede óptica ativa (AON – *active optical network*), que utilizam componentes e dispositivos eletrônicos que requerem fontes de alimentação constante. Estes dispositivos podem ser desde amplificadores de potência óptica até chaves eletrônicas mais sofisticadas. Além disso, uma RN ativa requer um gabinete para sua colocação. Estas características aumentam o custo total da implantação e operação [8-10].

Uma rede FTTx baseada em RNs passivas é conhecida como rede óptica passiva. O componente passivo geralmente usado nestas redes é um acoplador óptico estrela ou um roteador de comprimento de onda estático. Este acoplador ou roteador combina a transmissão de diferentes ONUs para a OLT na subida (US – *upstream*) e divide a transmissão da OLT para as diferentes ONUs na descida (DS – *downstream*) [2].

O custo para implementação de redes FTTx em todo o mundo é identificado como o seu principal obstáculo [11]; logo, as redes devem ser simples e baratas de construir e operar. A motivação de utilizar as arquiteturas passivas vem do fato de que a alimentação só se faz necessária nos pontos finais da rede, o que visivelmente reduz o custo do seu funcionamento, se comparado ao das AONs. Outras vantagens do uso de PONs são a sua confiabilidade, fácil manutenção e possibilidade de atualização sem modificação da infra-estrutura [2].

Há uma variedade de propostas de arquiteturas PON, juntamente com suas variações, na literatura. As redes PONs são normalmente referidas na literatura como sendo sistemas ponto a multiponto (P2MP – *point to multipoint*), devido à existência do RN na rede. No entanto, algumas fontes bibliográficas, como a [2], argumentam que redes de acesso óptico ponto a ponto (P2P – *point to point*) podem ser também consideradas como redes PON; isto devido ao fato de que a conexão P2P é totalmente passiva entre a OLT e a ONU.

### 1.3.1 REDES PON PONTO – A – PONTO

Redes ponto a ponto são redes onde o usuário é conectado via fibra óptica com uma velocidade dedicada que pode variar entre 100 e 1000 Mbit/s. Esta é a solução ideal que todos os operadores poderiam implementar, porém é descartada devido a um maior número de fibras que devem ser instaladas em campo para atender um grande número de usuários. Estas redes se mostram mais viáveis para áreas comerciais, onde a necessidade de velocidade é maior que o volume de computadores conectados dividindo a mesma conexão. Pode ser viável também em algumas zonas residenciais, onde o capital de retorno dos serviços oferecidos pode superar as despesas de manutenção, mas, mesmo assim, um bom estudo socioeconômico deve ser feito.

A Fig. 1.3 ilustra um exemplo de um sistema P2P para 4096 casas. A central óptica possui ligações dedicadas para cada usuário, ou seja, cada assinante possui uma fibra óptica para a transmissão de seus dados. Estas fibras passam por um quadro de distribuição de fibra óptica principal (OMDF – *optical main distribution frame*), localizado nas salas de comunicação. Os quadros são utilizados para fazer a conexão entre a central e os usuários.

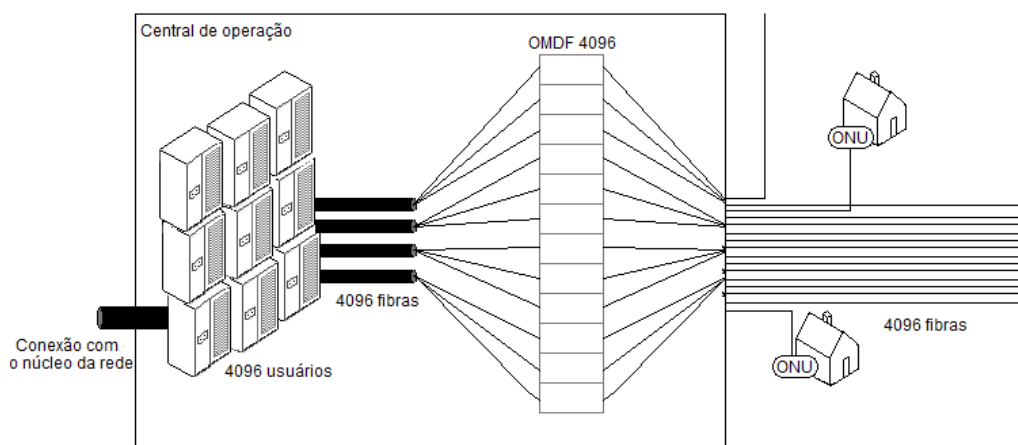


Fig. 1.3 – Exemplo de uma rede P2P.

A solução de redes P2P foi apontada por alguns operadores como sendo a principal e única rede capaz de garantir o máximo de velocidade permitida aos usuários finais.

### 1.3.2 REDES PON PONTO – MULTIPONTO

As redes ópticas passivas ponto a multiponto, atualmente, podem oferecer aos usuários taxas de transmissão de 1,25 Gbits/s e 2,5 Gbits/s para subida e descida, respectivamente. Essas velocidades são compartilhadas pelo número de usuários presentes na mesma rede. Hoje em dia, o número de usuários que podem compartilhar o mesmo sinal varia entre 16, 32 e 64, dependendo da infraestrutura implantada. Este recurso é visto como a principal solução para servir densas áreas residenciais com baixo custo, embora a velocidade para os usuários finais não seja tão elevada como as das redes P2P.

As taxas de transmissão dos usuários finais são da ordem de 150, 60 ou 30 Mbit/s, dependendo do tipo de divisão feita (16/32/64). Ao contrário da figura anterior, a Fig. 1.4 apresenta um diagrama de redes ponto multiponto. Como pode ser visto, há uma redução drástica no número de fibras ópticas usadas, devido a multiplexação de vários usuários compartilhando a mesma fibra. Este exemplo possui 64 fibras contendo 64 usuários distintos, atendendo e proporcionando o mesmo número de assinantes presentes na Fig. 1.3. Após as fibras passarem pela OMDF, elas são conectadas em divisores ópticos que separarão e distribuirão os comprimentos de onda específicos para cada assinante na subida de dados, e acoplarão os diferentes sinais provenientes dos usuários na descida de dados.



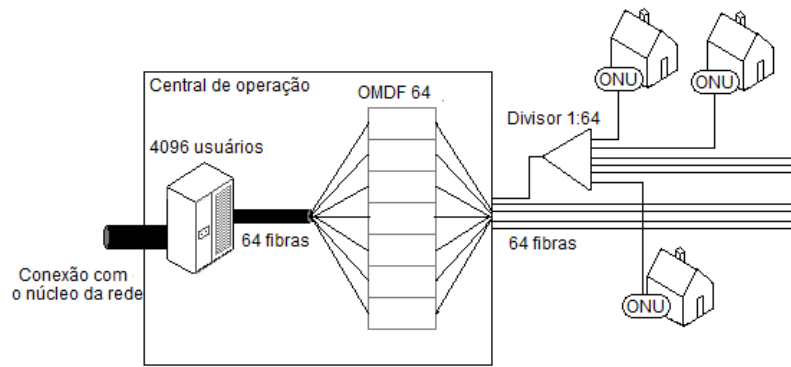


Fig. 1.4 – Exemplo de uma rede P2MP.

## 1.4 Topologias PONs

A Fig. 1.5 mostra três topologias básicas para as redes PON, (a) árvore (*tree*), (b) barramento (*bus*) e (c) anel (*ring*).

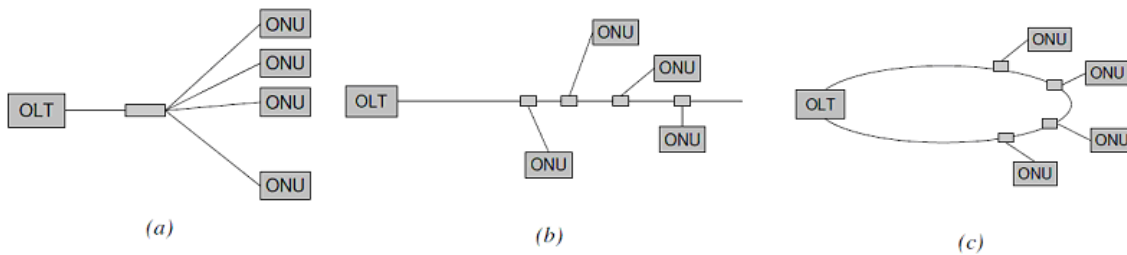


Fig. 1.5 – Topologias para redes PON: (a) árvore (b) barramento e (c) anel.

A topologia em árvore da Fig. 1.5 (a) é a topologia mais comum em redes de acesso à fibra, pois utiliza uma única fibra da OLT até a RN, que é o ponto intermediário de divisão. Do ponto de divisão, há uma alocação de fibras individuais para cada ONU ligada à rede. A principal vantagem desta topologia é a divisão realizada em apenas um único ponto; assim é simples fazer com que todas as ONUs tenham um orçamento de potência semelhante, o que significa que todas transmitirão e receberão aproximadamente a mesma potência e qualidade de sinal óptico.

A topologia em barramento mostrada na Fig. 1.5 (b) pode ser considerada como um caso especial da topologia em árvore. Ela possibilita que cada ONU seja conectada ao acoplador, permitindo a extração de parte da potência enviada pela OLT. Suas duas principais vantagens são o uso de uma quantidade menor de fibra óptica e a implantação flexível, uma vez que novas ONUs podem ser conectadas à rede adicionando novos acopladores. No entanto, um problema surge pelo fato de que os sinais das ONUs

acabam passando por vários acopladores resultando, em degradação e baixa potência. Logo, o número de ONUs que pode ser conectado ao barramento PON se torna bem limitado.

A Fig. 1.5 (c) ilustra um exemplo da topologia em anel, onde há dois caminhos possíveis para se alcançar a OLT partindo-se das ONUs. Portanto, no caso de uma falha, por exemplo, devido a uma fibra rompida, a conexão ainda é mantida. Entretanto, a topologia em anel tem o mesmo inconveniente encontrado na topologia em barramento quanto ao problema de orçamento de potência devido à degradação e atenuação do sinal óptico causado pelos acopladores. Assim, o número total de ONUs que pode ser conectado a rede PON em anel também é muito limitado.

## 1.5 Arquiteturas de Redes Ópticas Passivas

A fim de fazer pleno uso da largura de banda disponível em fibras ópticas e para satisfazer as demandas por banda em redes, é necessário multiplexar baixas taxas de dados em fibra óptica para acomodar o grande número de assinantes. Há uma necessidade de tecnologia que permita que vários usuários compartilhem a mesma frequência, especialmente com o aumento da popularidade das redes de telecomunicações sem fio.

### 1.5.1 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO NO TEMPO (TDM-PON)

A PON com multiplexação por divisão no tempo (TDM-PON – *time division multiplexing PON*), representada na Fig. 1.6, originalmente referida como Telefonia PON (TPON – *telephony PON*) [10], é a arquitetura PON mais comum comercialmente. Sua transmissão bidirecional é baseada na divisão em duplo comprimento de onda (WDD – *wavelength duplex division*). Na descida de dados, a OLT transmite o tráfego por meio de um divisor de potência para todas as ONUs conectadas aquela rede de acesso. Consequentemente, todas as informações transmitidas são recebidas por todas as ONUs. O fluxo de dados transmitidos para as ONUs pode ser diferenciado utilizando-se rótulos de endereços virtuais que são embutidos no início de cada pacote, ou seja, cada ONU processará somente os dados endereçados a ela, descartando todos os outros pacotes recebidos. Mesmo com este processo, uma preocupação quanto à segurança dos dados ainda se faz presente e, para evitar o vazamento de informações por questão de segurança, as redes TDM-PON comerciais ainda utilizam uma técnica de criptografia [7].

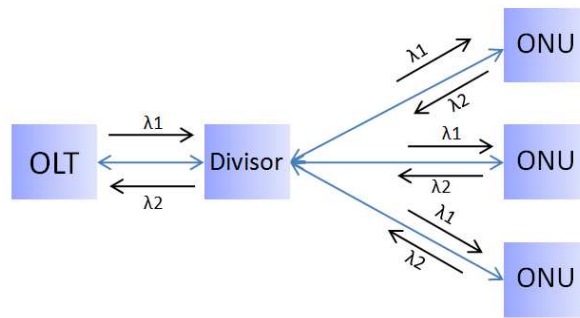


Fig. 1.6 – Exemplo de um estágio de divisão usando a arquitetura TDM [7].

Os dados de subida, provenientes das ONUs, são acoplados através de um divisor óptico. A multiplexação por divisão de tempo é empregada para evitar possíveis colisões entre as transmissões de diferentes ONUs, que são constantemente alimentados na rede. O método baseado em TDM para acessar o meio de transmissão é conhecido como acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA – *time division multiple access*), onde janelas de tempo (*slots*) são criadas para cada ONU transmitir. Um protocolo de controle de acesso ao meio (MAC – *media access control*) é necessário para suporte e implementação da técnica TDMA. O número dos intervalos de tempo para a transmissão de cada ONU pode ser variável, dependendo da qualidade do serviço (QoS – *quality of service*) exigido pelos sistemas, utilizando o mecanismo de alocação dinâmica de banda (DBA – *dynamic band allocation*) [2].

Os custos para montar um sistema TDM-PON são relativamente baixos, pois este utiliza componentes mais maduros no mercado. Além disso, pelo uso da arquitetura P2MP, o valor da placa para a OLT TDM-PON, a mais crítica devido sua complexidade, pode ser compartilhado entre os usuários [2]. Existem três alternativas básicas para organizar uma conexão P2MP usando divisores de potência [7]: a primeira alternativa é a arquitetura de um estágio de divisão, mostrado na Fig. 1.6; a segunda possibilidade é a de utilizar divisores cascadeados no campo, como na Fig. 1.7; ou, como na Fig. 1.5 (b), utilizar um barramento óptico conectado às ONUs em diferentes locais ao longo da rede.

O projeto da disposição de divisores na rede, utilizado na prática, depende fortemente da localidade demográfica dos assinantes. Na arquitetura de um estágio de divisão (Fig. 1.6), o divisor, em princípio, pode ser colocado logo na saída da OLT. Isso simplifica a manutenção da rede e minimiza as perdas de conectores e emendas, mas, por outro lado, aumenta a quilometragem de fibra utilizada. A utilização de um número maior de divisores, como na Fig. 1.5 (b), permite reduzir a quilometragem da fibra no campo e dividir o custo da OLT entre um maior número de assinantes, porém, tem um impacto imediato sobre o orçamento de energia do sistema e perdas de transmissão.

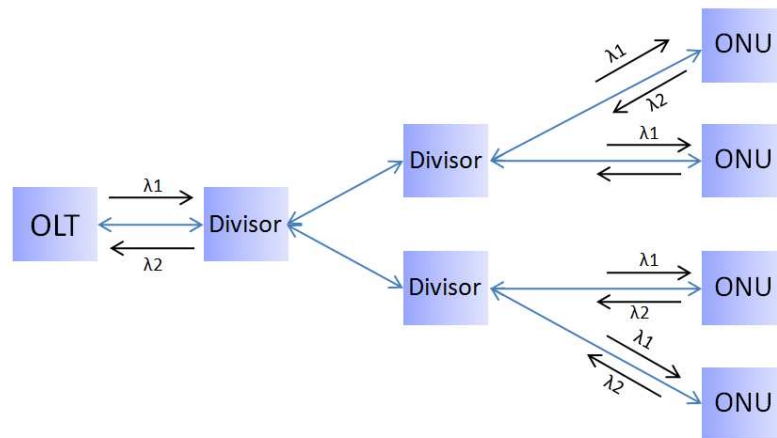


Fig. 1.7 – Exemplo de divisão multi-estágio usando a arquitetura TDM [7].

Portanto, é vital para um sistema com um número grande de divisores apresentar transmissores de alta potência de saída, receptores de alta sensibilidade e componentes ópticos com baixas perdas, a fim de contra balancear as perdas. Este alto número de divisores ópticos impacta diretamente no número máximo de assinantes que podem ser conectados à rede. Atualmente, as redes TDM-PONs comerciais suportam a inserção de até 32 usuários ligados a mesma OLT [7].

### 1.5.2 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM COMPRIMENTO DE ONDA (WDM-PON)

Os sistemas PONs podem se beneficiar da adição de mais comprimentos de ondas no sistema, usando a multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM-PON – *wavelength division multiplexing* PON). Isto pode ser usado para serviços distintos ou como uma maneira de oferecer comprimentos de ondas diferentes a cada ONU [12]. Nestas redes onde diversas ONUs apresentam diferentes comprimentos de onda, o uso de divisores de potências não é recomendado, pois, além dele causar atenuação no sinal, filtros para diferentes comprimentos de onda serão necessários para separar e distribuir os diferentes lambdas para as distintas ONUs. Devido a estes fatores, o uso de roteadores de comprimento de onda ou demultiplexadores, que separam os comprimentos de onda e os encaminham para os receptores, são desejados. O roteador de comprimento de onda pode ser implementado utilizando componentes passivos, como uma matriz de guia de onda (AWG – *array waveguide*) ou fibras com grades de difração impressas. A Fig. 1.8 representa um sistema PON usando a multiplexação por divisão em comprimento de onda, onde cada componente ativo da rede (OLT e ONUs) apresenta comprimentos de ondas exclusivos e dedicados para transmissão de dados, juntamente com o uso de um roteador de comprimentos de onda.

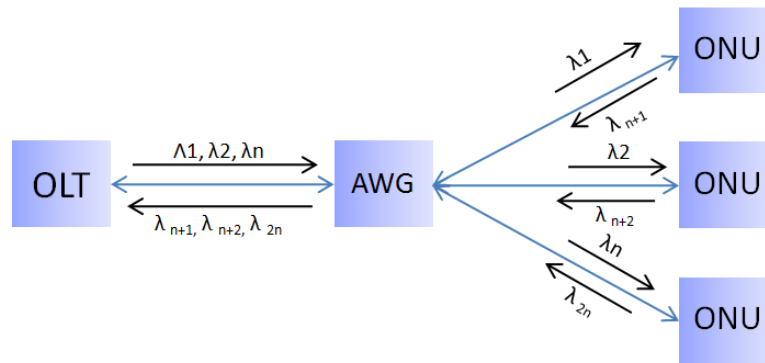


Fig. 1.8 – Exemplo de arquitetura WDM-PON [13].

O uso de diferentes comprimentos de onda na DS oferece uma excelente segurança de informação, pois cada ONU receberá apenas as informações que são destinadas a ela. Como o sistema usa diferentes comprimentos de ondas para cada assinante, torna-se possível a implementação de diferentes taxas de transmissão entre os usuários. Ao contrário da OLT usada em sistemas TDM, o custo da OLT para redes WDM-PON se torna muito alto, pois será necessária a utilização de um conjunto de transmissores capaz de operar em diferentes comprimentos de onda. A ONU neste sistema também apresenta um custo elevado devido à necessidade de aquisição de receptores sintonizáveis para suportar diferentes comprimentos de onda.

O AWG é geralmente usado como nó remoto, como mostrado na Fig. 1.8. Este roteador separa os diferentes comprimentos de onda das distintas ONUs no DS, diminuindo os problemas de perdas que aconteceria caso fossem usados divisores de potência, e simplesmente deixa passar todos os comprimentos de onda transmitidos dentro da banda de transmissão, na direção US [13].

### 1.5.3 TDM-PON VERSUS WDM-PON

O TDM atualmente é uma das arquiteturas mais usadas em redes PON, por apresentar baixo custo de implementação, porém, seu desempenho é limitado, principalmente por dois fatores [2] [7]: a ONU deve funcionar com a taxa agregada em toda a rede PON, fazendo o desenvolvimento do hardware mais difícil com o constante aumento das taxas; e os entraves causados pelos divisores passivos introduzidos na rede, que limitam o número máximo de ONUs em redes PON, diminuem o alcance máximo da rede PON devido à sua escalabilidade decrescente e limitam a largura de banda para cada ONU devido ao compartilhamento de um único canal ao longo das ONUs.

Estes problemas podem ser evitados usando a arquitetura WDM-PON que, em contraste com os recursos do TDM-PON [2], admite ONUs podendo operar com taxas de transmissões diferentes, provoca

perdas menores devido ao uso de roteador AWG, o que aumenta a distância e escalabilidade destas redes, e permite uma maior largura de banda para o usuário, pois cada ONU apresenta um comprimento de onda distinto. Entretanto, o WDM-PON apresenta um inconveniente [7], o alto custo para implementação da arquitetura, devido ao fato dos componentes ópticos serem bem mais caros que os usados no TDM-PON [14].

#### 1.5.4 EVOLUÇÃO DE TDM-PON PARA WDM-PON

As últimas propostas de evolução de redes PONs são geralmente referenciadas como PONs de nova geração. O principal requisito para uma NG-PON é o de ter melhor desempenho técnico-econômico que as redes PONs atuais. As principais características da NG-PON segundo [15], são o longo alcance, o grande número de usuários, a alta velocidade, a ampla largura de banda por usuário, o sistema estritamente passivo, a simples escalabilidade e capacidade de atualização, a fácil migração, a multi-operacionalidade (infra-estrutura de fibra compartilhada por diversos operadores), o gerenciamento e monitoramento centralizado, o balanceamento de tráfego e resiliência, a transmissão independente do comprimento de onda e a robustez.

Devido aos inconvenientes discutidos na seção anterior, a próxima geração de sistemas TDM-PON dificilmente poderá fornecer o desempenho adequado e necessário para as futuras redes de acesso óptico com o aumento de tráfego. Espera-se que, eventualmente, haja a evolução das redes TDM-PONs para WDM-PONs, apesar do alto custo das redes WDM-PON serem ainda um obstáculo. O caminho mais promissor para a evolução e migração WDM-PON é uma abordagem muitas vezes referida como redes híbridas PON WDM-TDM [16].

#### 1.5.5 REDES HÍBRIDAS

Uma solução para a migração mencionada acima pode ser adotada utilizando-se o que cada arquitetura tem de vantagem, formando a chamada PON híbrida WDM-TDM (PON WDM-TDM – *wavelength shared hybrid PON*) [12] [17] [18]. Esta rede tem como objetivo a ampliação do número de ODNs alimentadas por uma única fibra, o aumento do número de ONUs e a incorporação da tecnologia WDM-PON às PONs atuais (TDM-PON). Como mostrado na Fig. 1.9, para conseguir a ampliação deste tipo de rede, a utilização de transmissores operando em comprimentos de onda distintos na OLT são usados. Estes transmissores devem apresentar comprimentos de ondas compatíveis com os receptores já implementados nas atuais ONUs. Os sinais transmitidos pela OLT são multiplexados pelo multiplexador WDM1, mostrado na Fig. 1.9, e inseridos nas ODNs por outro multiplexador, denominado de WDM2. O

multiplexador WDM2 tem a função também de separar os canais de US para os receptores ópticos da OLT. Os canais WDM transmitidos da OLT são distribuídos para diferentes ODNs via um processo inverso ao apresentado na OLT. Cada comprimento de onda transmitido é direcionado para cada ODN dedicado a sua região geográfica, e dentro desta para todas as ONUs pertencentes a esta ODN. No caminho de US, as ONUs pertencentes a uma dada ODN transmitem sinais que passam por divisores ópticos e pelo multiplexador WDM2, sendo estes sinais multiplexados e direcionados à OLT. Ao chegarem à OLT, outro multiplexador WDM2 separa e direciona os sinais para um demultiplexador CWDM e, finalmente, para os receptores ópticos [19].

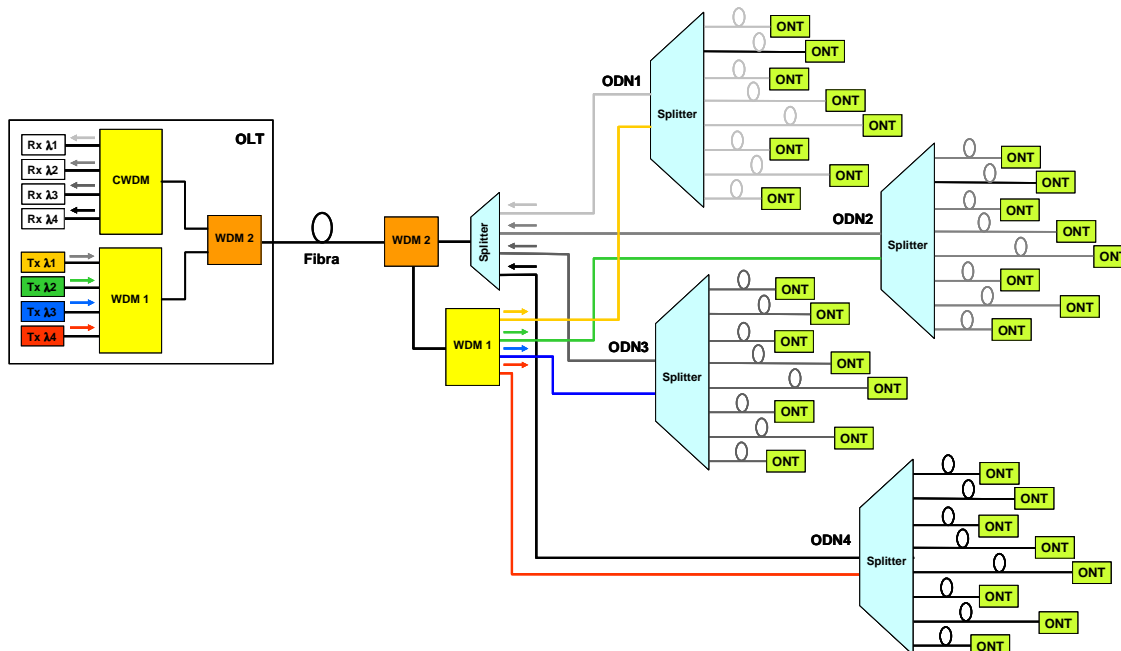


Fig. 1.9 – Diagrama de uma rede PON Híbrida WDM-TDM [19].

Atualizar as redes de acesso baseados em TDM-PON com topologia em árvore pode ser um desafio para a crescente demanda de usuários que supera a capacidade das redes existentes. A instalação de novas fibras no campo é uma das maneiras mais simples de estender esta cobertura PON, porém, ainda é uma abordagem cara. O WDM é considerado uma solução ideal para aumentar a capacidade de redes ópticas sem alterar radicalmente a infraestrutura de fibras pré-existentes. As PONs híbridas podem ser vistas como sendo uma fase intermediária, ou até final, das migrações das PONs atuais para as redes de próxima geração.

Em TDM-PON, o número total de ONUs é limitado pela razão de divisão dos divisores de potência. O orçamento de potência da conexão OLT-ONU pode ser um problema se a razão de divisão for

muito alta. Na WDM-PON, o número disponível de comprimentos de onda determina o número de usuários que podem ser conectados pela rede. O número de ONUs suportados em ambas as redes TDM e WDM-PON é limitado a algumas centenas. Em contra partida, com o uso de redes híbridas estes números podem ser aumentados [13][14].

## 1.6 Padrões de Redes Ópticas Passivas

Existem vários padrões para TDM-PONs em redes de acesso que utilizam a arquitetura FTTx, porém, o mesmo não acontece em redes baseadas em WDM-PONs. O sucesso da padronização de redes TDM é devido ao fato de que as WDM-PONs são simplesmente mais caras para implementação [2], e mais complexas, por causa do casamento dos comprimentos de onda entre os transmissores e os receptores das OLTs e ONUs. Nesta seção, os padrões de TDM-PON são apresentados brevemente, com o objetivo de proporcionar sucintamente o quadro atual e futuro destes sistemas.

### 1.6.1 REDE ÓPTICA PASSIVA DE BANDA LARGA (BPON)

Em 1995, os operadores mundiais de telecomunicações e os fabricantes fundaram a rede de acesso de serviço completo (FSAN – *full service access network*) para desenvolver normas para as redes ópticas de acesso, capazes de entregar um conjunto completo de serviços de telecomunicação de banda estreita e larga [20]. O primeiro sistema TDM-PON desenvolvido pela FSAN foi chamado de APON (*asynchronous transfer mode passive optical network*) baseado em modo de transferência assíncrono (ATM – *asynchronous transfer mode*). Após algumas melhorias do padrão utilizado em redes APON, devido, principalmente, a queda gradual no uso do protocolo ATM, uma nova versão de PON foi criada e chamada de rede óptica passiva de banda larga (BPON – *broadband passive optical network*). O primeiro padrão BPON foi publicado em 1998 na série de recomendações ITU-T G.983 [21], que especifica suas taxas de transmissão com velocidade de 622,08 Mbit/s para o DS e 155,52 Mbit/s para o US. Desde então, estas recomendações vêm sendo refinadas. A versão mais recente lançada especifica taxas de transmissão de 1,24416 Gbit/s para o DS e 622,08 Gbit/s para o US [22].

### 1.6.2 REDE ÓPTICA PASSIVA GIGABIT (GPON)

A geração seguinte de PON pela ITU-T é a rede óptica passiva com capacidade de transmissão em gigabits (GPON – *gigabit-capable passive optical network*), também desenvolvida pela FSAN. Ela é definida pela série de recomendações ITU-T G984 [20], publicada pela primeira vez em 2003. Estas recomendações



especificam as taxas de transmissão agregadas ao GPON como sendo de 2,48832 Gbit/s para o DS e de 2,48832 Gbit/s para o US. No entanto, para o US, a taxa adotada e praticada nas redes já instaladas para transmissão é de 1,24416 Gbit/s [2].

### 1.6.3 REDE ÓPTICA PASSIVA ETHERNET (EPON)

O ATM não conseguiu alcançar uma posição de protocolo de rede universal, ao contrário do Ethernet. Este por sua vez foi adotado pela tecnologia PON pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) em 2004. O PON baseado no protocolo Ethernet é conhecido como EPON, porém, algumas vezes referenciado como GEPON (Gigabit EPON). O EPON é, agora, parte do padrão IEEE 802.3 [23] e oferece as taxas de 1,25 Gbit/s para o DS e 1,25 Gbit/s para o US. Devido à linha de código 8B/10B empregada, 20% da taxa de transmissão é reduzida. Por esta razão, a taxa de transmissão DS e US de redes EPON é, muitas vezes, mencionada como sendo de 1 Gbit/s [2].

### 1.6.4 REDE ÓPTICA PASSIVA ETHERNET 10 GIGABIT (10GEPON)

Para atender a crescente demanda de largura de banda [24], o IEEE desenvolveu recentemente uma nova geração EPON denominada 10GEPON (10 Gigabit Ethernet PON) pela IEEE802.3av. A norma foi publicada em setembro de 2009 [24] e define as taxas de até 10,3125 Gbit/s para o DS e de 10,3125 Gbit/s para o US.

### 1.6.5 REDE ÓPTICA PASSIVA 10 GIGABIT (XGPON)

O FSAN está atualmente trabalhando na padronização da nova geração GPON, conhecida como XGPON (10 Gigabit-capable PON). O X corresponde ao numeral romano equivalente a 10 em números decimais. A evolução em torno do XGPON é dividida em duas fases. A primeira fase XGPON apresenta taxas de transmissão de DS de 10 Gbit/s e taxas de US de 2.5 Gbit/s. Este XGPON assimétrico é referenciado como XGPON1. A segunda fase resultará em taxas de transmissão de 10 Gbit/s simétricas para o DS e US e, conseqüentemente, esta versão é referenciada como XGPON classe 2 [25].

## 1.7 Comercialização de redes PON

As redes EPON e GPON são os sistemas mais comercializados, devido ao fato deles oferecerem maior largura de banda por usuário que as redes BPON. O EPON tem prosperado principalmente nos países do leste da Ásia, como China, Coreia e Japão [26], enquanto o GPON, na América do Norte [2].

Hoje, existem muitos operadores e vendedores que demonstram interesses nas redes de próxima geração, como o 10GEPON e o XGPON.

O GPON é um sistema mais avançado que o EPON de um ponto de vista tecnológico. Ele provê maior eficiência de largura de banda e maior razão de divisão, consequentemente, um maior custo. O custo da ONU para redes EPON é de aproximadamente 78% se comparado à mesma ONU para GPON [16]. Estudos mostram que, em 2013, a receita de sistemas GPONs será aproximadamente 3 vezes maior que às das redes EPON, que, atualmente, é responsável por quase um quarto da receita mundial de banda larga [26] [16].

## 1.8 *Objetivo*

Neste capítulo, foi apresentada uma visão geral sobre as tecnologias e arquiteturas de redes ópticas de acesso que gradualmente estão substituindo as redes via cabo. Os padrões atuais e futuros de redes FTTx PON foram também discutidos. Este capítulo também mostrou a evolução em longo prazo que as redes PONs estão seguindo e apresentou os conceitos básicos de redes de acessos mostrando que as estruturas FTTx estão sendo implementadas em forma de redes TDM-PON. A evolução do FTTx-PON começou com TDM-PONs de 1 Gb/s e continua crescendo, assim como sua gradual transição para redes WDM-PON por meio de redes híbridas, como um passo intermediário.

Apresentado alguns aspectos importantes sobre PONs, o objetivo deste trabalho é o de desenvolver e caracterizar um receptor óptico operando em uma taxa de transmissão de 2,5 Gbit/s, para ser usado na OLT de redes de acesso de próxima geração, mais especificamente como prospecção de redes GPON. Apresentar-se-ão suas características, funcionalidades, detalhes de projeto e resultados conquistados. Para isso, o Capítulo 2 mostra os principais conceitos que envolvem receptores ópticos operando em modo de rajada, juntamente com as suas principais dificuldades e restrições. O Capítulo 3 descreve os componentes usados no desenvolvimento do módulo receptor utilizado nos testes, assim como sua implementação e sua caracterização prévia utilizando um software de simulação. No Capítulo 4, é apresentada toda a fase de testes experimentais realizados para caracterização do receptor. Uma descrição de todos os cenários utilizados é também apresentada. Finalmente, no Capítulo 5, trançam-se as conclusões deste trabalho, juntamente com algumas propostas de trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Conceitos Sobre Receptores Operando em Modo de Rajada

Este capítulo tem como objetivo mostrar alguns conceitos relacionados a receptores em modo de rajada, assim como seu funcionamento e desafios.

### ***2.1 Receptor em Modo de Rajada em GPON***

As GPONs são arquiteturas de redes que apresentam um crescente interesse e estudo nos dias de hoje, devido às suas características discutidas no capítulo anterior. Os principais obstáculos para desenvolver as ONUs e as OLTs estão na variação de amplitude entre os pacotes (diferença entre os pacotes pode ser de até 20 dB), razão de extinção e tempo de chegada. O módulo mais crítico neste sistema, sem sombra de dúvidas, é o desenvolvimento da OLT, pois requer um receptor operando em modo de rajada. A variação de amplitude e o tempo entre os pacotes originam-se predominantemente das diferentes distâncias em que se encontram as ONUs. Para contornar estas dificuldades, o receptor em modo de rajada (BMR – *burst mode receiver*) precisa ter a capacidade de capturar as grandes variações de amplitude com baixa latência, apresentando uma mínima variação de operação e provendo, quase que instantaneamente, a sincronização e recuperação de relógio dos diferentes pacotes.

Atualmente, há alguns métodos que ajudam na mitigação destes problemas. Estes métodos incluem amplificadores de transimpedância com ganho variável, controle dinâmico do limiar de decisão,

tempos de guarda ajustados entre pacotes consecutivos e um preâmbulo em frente de cada pacote para ajudar no alinhamento. Para que haja um melhor entendimento dos tipos de pacote com os quais o receptor em modo de rajada trabalha, será dada uma breve explicação das estruturas dos quadros que trafegam nas redes PON.

## 2.2 Estruturas de Quadros GPON

A estrutura do quadro de DS é mostrada na Fig. 2.1. Este quadro é transmitido de forma contínua pela a OLT para todas as ONUs. Como mencionado anteriormente, a OLT faz uma transmissão de dados com esta estrutura para todas as ONUs. Os mecanismos de codificação implementado no sistema garantem que cada ONU apenas aceite o quadro que lhe foi mandado, descartando os outros. O quadro consiste, basicamente, de um bloco de controle físico (PCBd – *physical control block*) e duas partições (ATM e GEM – GPON *encapsulation method*). O método de encapsulamento GPON permite a transmissão de qualquer dado (TDM e pacotes) em um tempo de 125  $\mu$ s e é baseado na tecnologia de procedimento de enquadramento genérico (GFP – *generic frame procedure*). Este procedimento, definido pela ITU-T G.7041, faz exatamente o que seu acrônimo diz, ou seja, apresenta um mecanismo que suporta o mapeamento direto de vários tipos de tráfegos, proporcionando aos protocolos Ethernet e canal de fibra (*fibre channel*) uma flexibilidade de transmissão em longas distâncias [27].

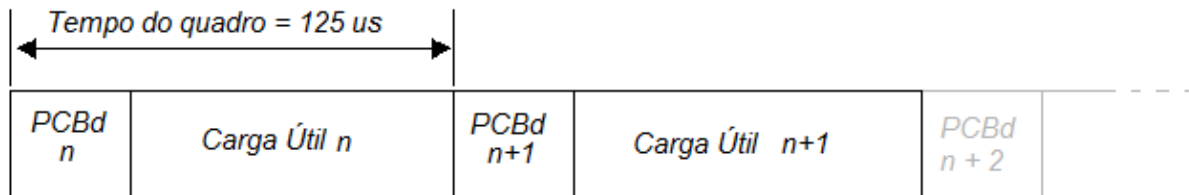


Fig. 2.1 – Estrutura de quadro de DS [28].

O quadro de US, ilustrado na Fig. 2.2, usa a técnica TDMA. Esta técnica faz a criação de intervalos de tempo exclusivos para cada ONU transmitir os dados sem que haja problemas de colisão. Estes quadros possuem, além da carga de dados (*payload*), um cabeçalho de camada física (PLOu – *physical layer overhead upstream*), uma camada física de operação, administração e gerência (PLOAM – *physical layer operations, administration and management*), um sequenciador de nível de potencia (PLS – *power leveling sequence*) e um informativo dinâmico de largura de banda (DBR – *dynamic bandwidth report*) [28].

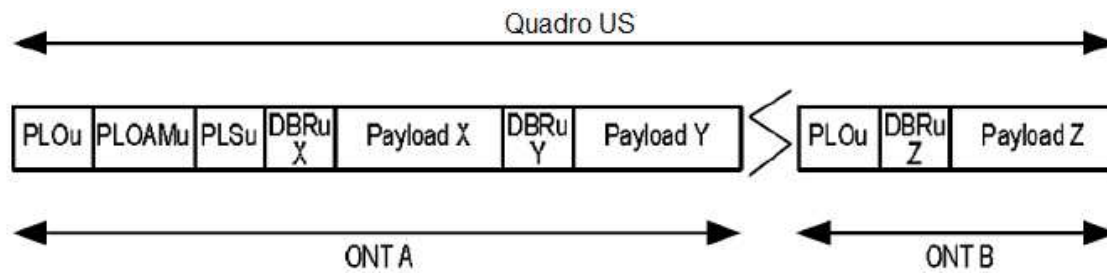


Fig. 2.2 –Estrutura de quadro US [28].

O tempo do cabeçalho da camada física é usado para acomodar os seguintes processos físicos: tempo de liga/desliga do laser, tolerância de tempo, recuperação de nível, recuperação de relógio e início da delimitação da rajada. A Tabela 2.1 mostra os valores recomendados para habilitar e desabilitar a transmissão e o tempo total do PLO para as diferentes taxas.

Tabela 2.1 – Recomendação G984.2 de alocação para cabeçalho em modo rajada na OLT [28]

Taxa Upstream (Mbit/s)	Habilita TX (bits)	Desabilita TX (bits)	Tempo Total (bits)	Tempo de Guarda (bits)	Tempo de Preâmbulo (bits)	Tempo do Delimitador (bits)
155,52	2	2	32	6	10	16
622,08	8	8	61	16	28	20
1244,16	16	16	96	32	44	20
2488,32	32	32	192	64	108	20
Notas	Máximo	Máximo	Obrigatório	Mínimo	Sugerido	Sugerido

O tempo do PLO pode ser dividido em 3 seções, as quais, por simplicidade, podem ser referenciadas como: tempo de guarda ( $T_g$ ), tempo do preâmbulo ( $T_p$ ) e tempo do delimitador ( $T_d$ ). Durante o  $T_g$ , nenhuma informação ou potência é transmitida. Já no  $T_p$ , será transmitido um padrão de preâmbulo que permitirá a máxima densidade de transição para uma rápida recuperação de nível e relógio. Por último, durante o  $T_d$ , a ONT transmitirá um padrão de dados especiais com uma propriedade de autocorrelação adequada que permitirá a OLT achar o início da rajada [28].

## 2.3 Receptores Convencionais versus Receptores em Modo de Rajada

Um receptor óptico convencional é desenvolvido para recepção em modo contínuo, ou seja, para uma situação onde uma sequência binária é continuamente recebida. Estes receptores usam acoplamento AC para obter maior sensibilidade. Esta melhoria de sensibilidade é obtida devido à estabilidade de amplitudes que os sinais apresentam, ou seja, a amplitude média entre os níveis altos ('1') e baixos ('0') dos sinais que chegam ao receptor são constantes entre os pacotes recebidos.

O receptor para a OLT em uma rede PON convencional recebe pacotes ópticos de todos os usuários ativos com variações de nível e fase entre os pacotes. Esta situação é totalmente diferente daquela de redes contínuas, fazendo com que os receptores em modo de rajada tenham requisitos de projeto extremamente rígidos para acomodar de forma correta estes sinais. A Tabela 2.2 resume as principais diferenças entre estes dois tipos de receptores.

Tabela 2.2 – Comparativo entre receptores convencionais e em modo rajada [29].

Receptor	Convencional	Modo Rajada
Acoplamento do Sinal	AC	DC (usual)
Ajuste do Limiar de decisão	Fixo	Adaptativo
Tempo de recuperação de amplitude e relógio	Microsegundo	Nanosegundo
Tempo de acesso para o receptor	Microsegundo	Nanosegundo

A Fig. 2.3 mostra um exemplo de dois pacotes característicos que chegam às OLTs. Pode-se observar que o limiar de decisão (necessário para conseguir fazer a distinção entre os bits 1's e 0's) muda proporcionalmente conforme o pico de amplitude de cada pacote, sendo esta rápida mudança de limiar o principal desafio para o desenvolvimento do BMR em relação aos receptores convencionais.

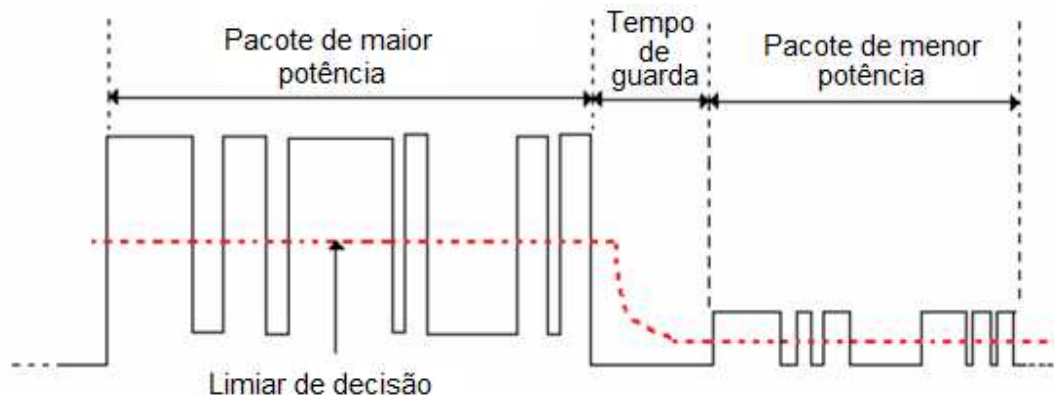


Fig. 2.3 – Exemplo de quadros de US que chegam às OLTs.

## 2.4 A Estrutura dos Receptores em Modo de Rajada

A Fig. 2.4 mostra os elementos que compõem um receptor em modo de rajada, juntamente com os sinais processados em cada estágio. O sinal óptico  $P_{in}$  é aplicado a um conversor opto-elétrico e convertido em corrente elétrica. Os conversores opto-elétricos mais conhecidos e usados em receptores são os fotodetectores PIN e avalanche (APD – *avalanche photodetector*). Esta corrente é então amplificada e

convertida em tensão através de um amplificador de transimpedância (TIA – *transimpedance amplifier*). O sinal de saída deste amplificador ( $V_1$ ) ainda não pode ser usado, pois apresenta diferentes amplitudes entre uma rajada e outra e contém uma componente DC que deve ser eliminada, os níveis de limiar  $V_{th1}$  e  $V_{th2}$ . Assim sendo, este sinal é então acoplado a um amplificador limitador (LIA – *limiting amplifier*), que remove a componente DC, iguala as amplitudes dos sinais e os amplifica para os níveis lógicos corretos.

Existem diferentes abordagens para implementar um receptor em modo de rajada. Neste trabalho, o método de acoplamento DC é explicado e analisado. Ao contrário dos receptores com acoplamento AC, que rejeitam as mudanças de nível entre uma rajada e outra, um receptor com acoplamento DC mede o nível de potência de cada rajada e ajusta seu nível de limiar de decisão em conformidade a isto. A Fig. 2.5 mostra a variação adaptativa deste nível de limiar de decisão. O termo variação adaptativa é utilizado pois o nível do limiar de decisão é ajustado constantemente para um valor de tensão em decorrência de cada *bit* recebido do pacote. Caso uma sequência muito longa de bits zeros consecutivos chegue ao receptor, o valor ótimo do limiar irá decair, Fig. 2.5, saindo do valor considerado ideal para recepção, em torno de 50% da amplitude do pacote recebido.

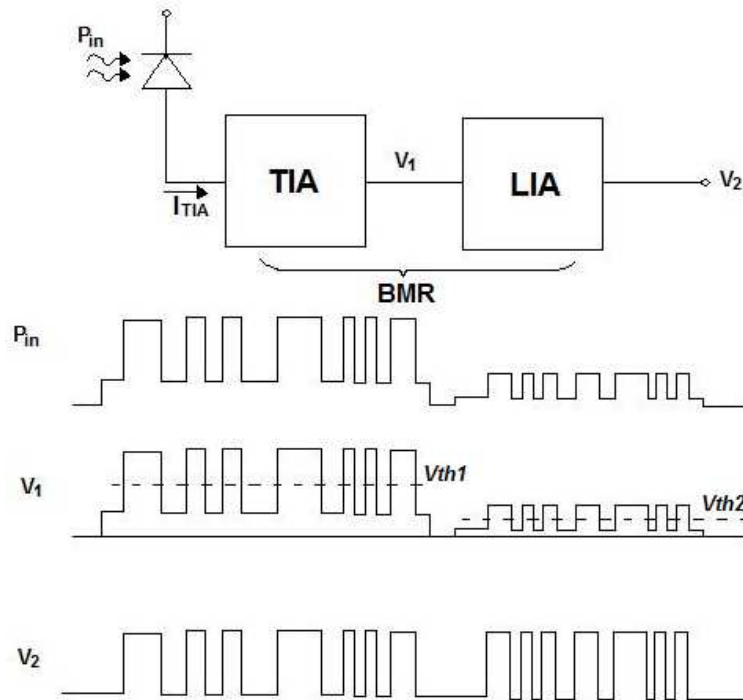


Fig. 2.4 – Diagrama de blocos generalizado de um BMR e a distribuição de sinais depois de cada bloco [30].

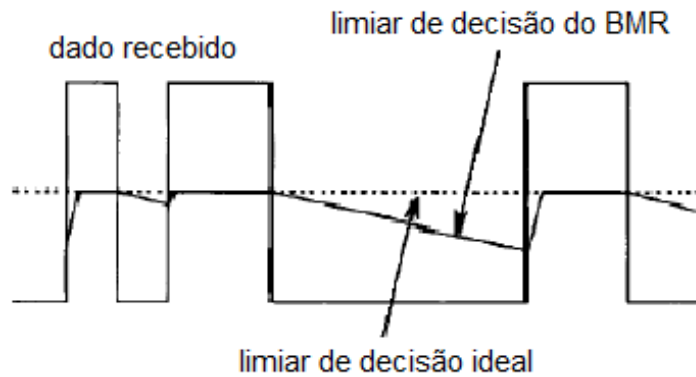


Fig. 2.5 – Variação do limiar de decisão de um BMR [30].

### 2.4.1 ACOPLAMENTO AC

Receptores convencionais geralmente possuem acoplamento AC via uma associação RC do tipo passa alta, como mostrado na Fig. 2.6. Este acoplamento remove a componente DC do sinal, tornando-se possível ajustar um valor de tensão fixo para o limiar de decisão. Como comentado, este tipo de acoplamento proporciona alta sensibilidade ao receptor, mas também acarreta problemas para sinais ou partes de sinais em baixa frequência, tendo como única solução o ajuste de uma maior constante de tempo  $T$  (aproximadamente de 1 ms) dada pela relação  $RC$  [31].

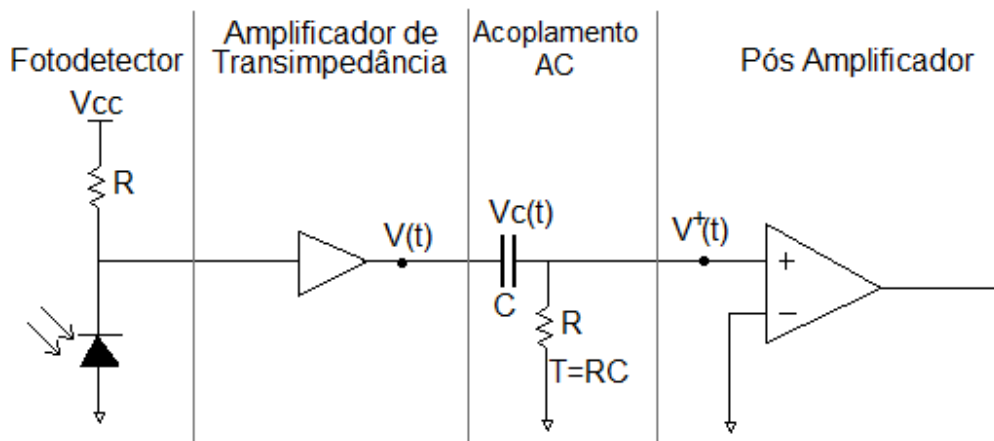


Fig. 2.6 – Diagrama de um receptor óptico com acoplamento AC [31].

A Fig. 2.7 mostra o que ocorre quando um sinal de menor potência chega logo após um sinal de maior potência em receptores com acoplamento AC. Este efeito é conhecido como nível DC vagante (DC *wandering*), que é o tempo que leva para os bits se acomodarem em torno do nível de limiar de decisão pré-estabelecido. Este tempo para acomodação dos bits está relacionado ao longo período associado à



constante de tempo do acoplamento AC, ocasionado pelo tempo de carga e descarga dos capacitores, causando possíveis perdas de dados [32].

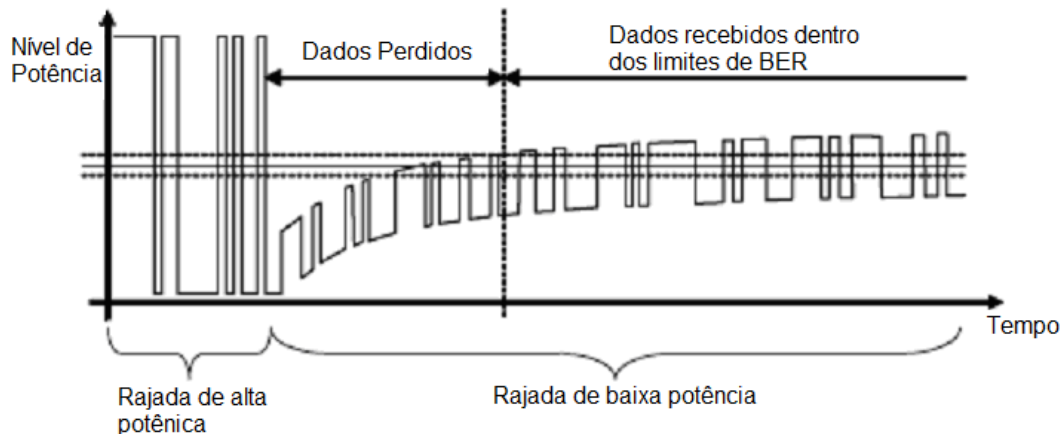


Fig. 2.7 – Base de tempo de receptores com acoplamento AC [32].

Este tempo de ajuste do sinal não é um problema para as redes SDH/SONET, onde os dados são transmitidos de forma contínua. Porém, para redes onde as transmissões são feitas em rajadas, a mesma afirmação não é verdadeira, já que BMR necessitam de uma adaptação aos diferentes níveis de amplitude em tempos curtíssimos, na ordem de nanossegundos. Receptores em modo de rajada com acoplamento AC podem ser projetados com a redução do tempo da constante associada aos capacitores, o que exige a utilização de códigos de linha, como o 8B10B, para a redução do conteúdo de baixa frequência do sinal transmitido.

#### 2.4.2 ACOPLAMENTO DC

O acoplamento DC em receptores é muito usado, pois ele garante um curto tempo de resposta entre uma rajada e outra. De fato, em sistemas que usam transmissões em rajada, o tempo disponível para remover toda a memória do circuito (por exemplo, a carga de um capacitor) do pacote anterior e para extrair o limiar de decisão, bem como para determinar o momento de amostragem, devem ser da ordem de algumas dezenas de nanossegundos. Os BMRs com acoplamento DC podem ser classificados de acordo com suas estruturas em duas categorias, os BMR de realimentação e de alimentação adiante (FF – *feed-forward*). A Fig. 2.8 mostra exemplos destes dois tipos de receptores. A primeira estrutura citada faz o uso de um amplificador de transimpedância, atuando como pré-amplificador, contendo entradas e saídas diferenciais juntamente com o uso de um circuito de detecção de pico que é realimentado na entrada deste dispositivo. O circuito detector de pico tem a função de determinar de maneira instantânea o limiar de

decisão do sinal de entrada. A saída deste amplificador é ligada a um outro amplificador, chamado de pós-amplificador, através de acoplamento DC.

Na configuração FF, o sinal recebido é amplificado através do pré-amplificador e seu sinal de saída dividido em dois sinais. O primeiro sinal é ligado ao pós-amplificador diferencial, já o segundo é enviado para um detector de pico, onde todas as informações sobre a amplitude do sinal recebido são obtidas. A saída do circuito detector de pico apresenta o valor correto para que o limiar de decisão seja ajustado adaptativamente na entrada do pós-amplificador diferencial, o qual liberará em sua saída um sinal já recuperado e pronto para ser processado.

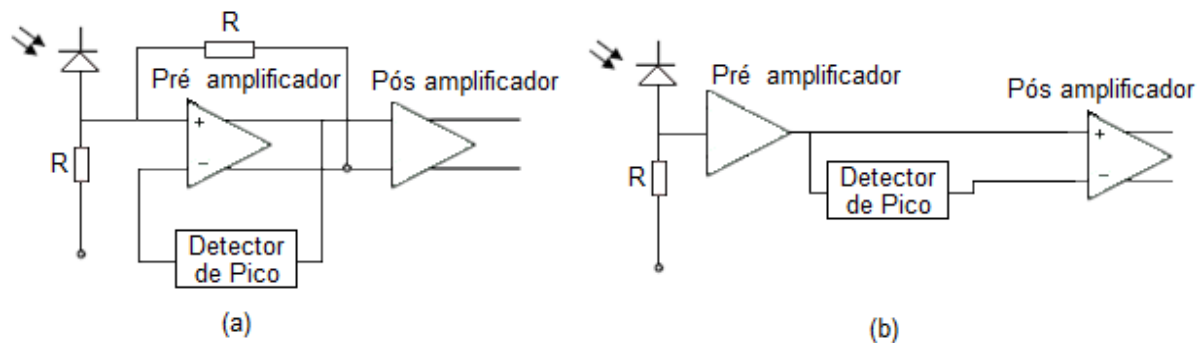


Fig. 2.8 – Dois esquemas de operação de um BMR, com (a) realimentação e (b) alimentação adiante [33].

Após ter demonstrado as possíveis estruturas físicas que os receptores podem assumir, serão apresentadas, de uma maneira geral, as possíveis limitações e dificuldades que o desenvolvimento de um BMR impõe, entre elas: o controle automático de ganho, o ajuste do limiar de decisão, a compensação de nível e a sensibilidade, entre outros.

### 2.4.3 CONTROLE DE GANHO

A faixa dinâmica (FD) de um receptor em modo de rajada é dada pela razão máxima de potência que o receptor pode tolerar e a mínima potência que ele pode detectar. Esta FD determina a máxima diferença de perdas permitidas dentro de uma ODN. A sensibilidade de um receptor, definida como a potência óptica de menor intensidade que ainda pode ser detectada corretamente pelo BMR, determina as perdas máximas da ODN. Isso deixa claro que a flexibilidade geográfica de uma rede depende do desempenho do receptor, logo; o uso de um BMR com uma alta sensibilidade e uma ampla faixa dinâmica é desejado pelos operadores das redes, pois fará com que ele consiga cobrir uma maior área de uma maneira mais flexível.

A sensibilidade dos BMRs na ausência de amplificadores ópticos é limitada pelos ruídos do receptor, ou seja, a sensibilidade dos receptores esta diretamente ligada à tecnologia do semiconductor, arquitetura do chip e/ou dos conversores opto-elétricos [33-35].

Para desenvolver um receptor sensível, um maior ganho no estágio de transimpedância (que é um ganho entre a corrente de entrada e a tensão de saída do TIA) se faz necessário. Infelizmente, quanto maior o ganho do estágio de transimpedância, menor será a largura de banda do receptor [35]. Por outro lado, para também permitir que o receptor detecte corretamente os pacotes de maiores intensidades, um menor ganho é preferível, já que correntes muito altas juntamente com ganhos elevados causarão distorções no sinal de saída do receptor. Isto mostra que há uma troca entre a sensibilidade do receptor e a sua FD, ou seja, ao melhorar a sensibilidade, piora-se a FD e vice versa. Em receptores, duas técnicas são frequentemente usadas para minimizar estes efeitos: o controle automático de ganho (AGC – *automatic gain control*) e a compensação automática de deslocamento (AOC – *automatic offset compensation*)

O controle automático de ganho é um dispositivo capaz de diminuir o ganho geral do receptor à medida que o sinal de entrada aumenta em potência, ou seja, o ganho do TIA é ajustado para cada rajada recebida (rajadas com maiores potências apresentarão um menor ganho linear, enquanto rajadas com menores potências serão amplificadas com maior ganho linear). Já a compensação automática de deslocamento, também presente no amplificador de transimpedância, faz com que o nível do limiar de decisão presente no LIA fique com um valor fixo, com a compensação de amplitude feita por meio do controle de tensão DC presente na saída do TIA [32].

#### 2.4.4 COMPENSAÇÃO DC

A Fig. 2.9 mostra os sinais de saídas positivo e negativo ( $V_{outP}$  e  $V_{outN}$ , respectivamente) de um TIA. O deslocamento DC total do sinal  $V_{os}$  pode ser definido como a diferença entre os níveis dos limiares de decisão positivo e negativo ( $V_{thP}$  e  $V_{thN}$ , respectivamente) de ambas as fases. Este deslocamento pode ser dividido em deslocamento dependente de rajada e deslocamento independente de rajada. Algumas situações serão admitidas para facilitar o entendimento do deslocamento DC. A primeira delas refere-se à diferença entre as saídas do TIA e o valor de  $V_{cm}$ , mesmo quando nenhuma potência óptica é aplicada ao fotodetector. O  $V_{cm}$  é o nível ideal para o sinal de saída do TIA, ou seja, o nível correto caso não houvesse potência óptica incidente sobre o fotodetector e fontes internas de compensação de deslocamento. A diferença entre estas saídas ocorre devido à presença de uma pequena quantidade de corrente de fuga, também conhecida como corrente de escuro, que é amplificada juntamente com qualquer corrente de sinal, resultando em um deslocamento indesejado de tensão de saída. A segunda situação advém das

pequenas diferenças no seu circuito eletrônico que podem gerar um aumento de tensão na saída, o que faz a diferença do sinal ser maior que o valor  $V_{cm}$ . Por questões de simplicidade, estes dois conceitos serão combinados e denominados de deslocamento diferencial  $V_{os,TIA}$ .

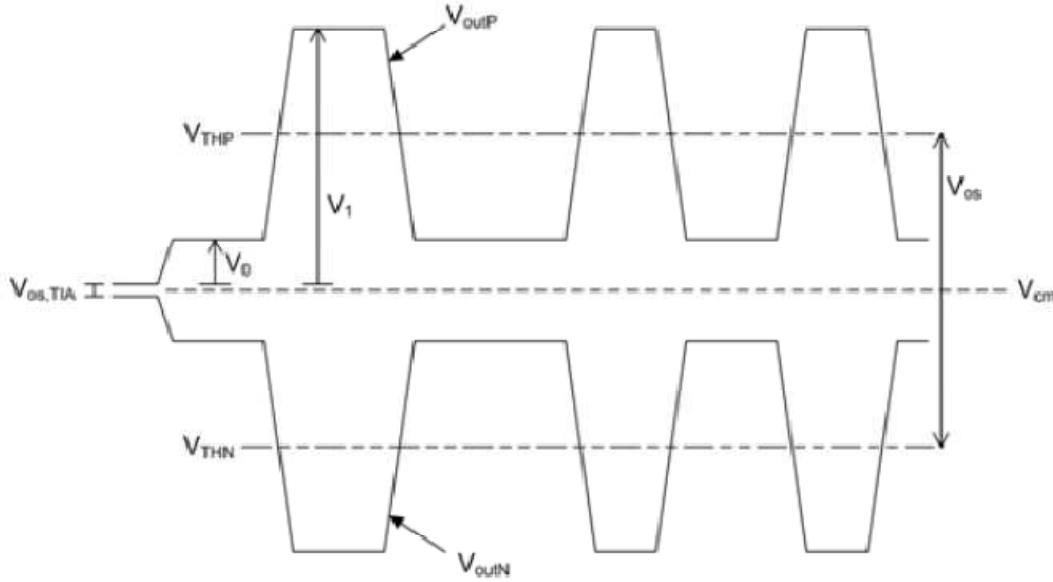


Fig. 2.9 – Sinais de saída do TIA.

A natureza unipolar da luz faz com que o sinal de fase positivo,  $V_{outP}$ , esteja localizado acima do valor  $V_{cm}$ ; já a fase do sinal negativo,  $V_{outN}$ , localizado abaixo de  $V_{cm}$ . Por fim, a potência óptica para um bit “0” nunca será o valor zero ideal, pois a potência transmitida por um bit “0” será sempre uma fração finita da energia transmitida pelo valor do bit “1”. A relação entre a potência transmitida pelo bit “1” e a potência transmitida pelo bit “0” é chamada de taxa de extinção (ER – *extinction ratio*). Assim, o sinal de saída do TIA pode ser equacionado de uma forma geral para os sinais de fase positivo e negativo por [36]:

$$V_{outP} = V_{cm} + \frac{V_{os,TIA}}{2} + (1-b)V_0 + bV_1 \quad (2.1)$$

$$V_{outN} = V_{cm} - \frac{V_{os,TIA}}{2} - (1-b)V_0 - bV_1 \quad (2.2)$$

onde o índice  $b$  é o valor que o bit pode assumir ( $b = 0$  ou  $1$ ). Fica claro pela Fig. 2.9 que o deslocamento é dado por:

$$V_{os} = V_{os,TIA} + V_0 + V_1 \quad (2.3)$$

O limiar de decisão é o valor de tensão que decidirá se os dados recebidos serão considerados como bits “1” ou bits “0”. Este limiar deve ser escolhido criteriosamente a fim de minimizar os erros. As medidas inapropriadas para determinar o seu valor causarão deslocamentos do sinal e farão com que o limiar fique muito diferente do valor ideal real, causando penalidades ao sistema. Partindo disso, fica claro que o deslocamento do sinal deve ser removido a fim de otimizar o desempenho do receptor. Uma das técnicas utilizadas para remover esta componente DC é conhecida como técnica de extração do limiar de decisão. Esta técnica extrai o valor do limiar de decisão do pacote recebido e rebate-o contra o próprio sinal, ou seja, subtrai do sinal o valor obtido do limiar, anulando, com isso, a componente DC do sinal [36].

Em casos onde o deslocamento DC do sinal é ocasionado pela temperatura e/ou variação da alimentação do dispositivo, a influencia causada por este fator acontecerá em todos os bits do pacote recebido, sendo a única solução usar um compensador de deslocamento empregado no próprio TIA.

Em redes ópticas sem amplificadores e sem fotodetectores APD, o valor do limiar que leva a menores taxas de erros está localizado na região média do sinal recebido [37]. Entretanto, quando há algum tipo de ruído, podendo este ser um ruído causado pelo uso do APD ou emissão espontânea amplificada (ASE – *amplified spontaneous emission*) causada por amplificadores na rede, o valor ótimo para este limiar se encontra levemente acima da média do sinal [37], devido a concentração dos ruídos serem mais frequentes em níveis considerados altos, bits “1”, e não em níveis baixos, bits “0”.

#### 2.4.5 LIMIAR DE DECISÃO

Como já mencionado, a maior diferença entre um receptor convencional e um operando em modo de rajada é, basicamente, a detecção e o ajuste frequente do limiar de decisão, em intervalos mínimos de tempo, para os diferentes sinais que chegam. Há dois tipos de algoritmos principais para a recuperação do limiar de decisão. Em alguns BMR, esta decisão é extraída durante as informações contidas no preâmbulo (amplitude e tempo) [38-39], embora haja outros tipos de receptores [40] que detectam e ajustam o limiar de forma adaptativa, de acordo com cada sinal recebido. Uma expressão instantânea para calcular o limiar de decisão será usada para demonstrar como o receptor trata as rajadas recebidas. Esta expressão é dada em função do tempo de subida e da constante de retenção de nível do sinal (tempo que o receptor consegue segurar o limiar a fim de evitar uma queda brusca em seu nível). Para receptores com determinação de limiar adaptativo (Fig. 2.5), os dados detectados podem ser representados utilizando o processo de Markov [37]:

$$V_{th[n,t]} = \begin{cases} V_{th[n-1,T]} \exp\left(-\frac{t}{\tau_f}\right) & a(n) = 0 \\ V_{th[n-1,T]} + (V_c - V_{th[n-1,T]}) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_r}\right)\right] & a(n) = 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

onde  $V_{th}[n,t]$  é o limiar em um tempo  $t$  no  $n$ ésimo ( $n$ ) intervalo,  $t$  é medido durante o começo de cada intervalo de bit, ou seja,  $0 < t < T$ ,  $T$  representa o intervalo dos bits,  $a(n)$  é o nível lógico do dado (“0” ou “1”) para o  $n$ ésimo bit,  $V_c$  é o valor ideal para o limiar se um sinal fosse recebido por um receptor convencional, e  $\tau_f$  e  $\tau_r$  representam a constante de retenção e o tempo de subida, respectivamente. A Fig. 2.10 representa a resposta do limiar de decisão de um receptor em modo de rajada, onde o sinal constante representa o valor ideal para o limiar ( $V_c$ ) e o variante, o valor real do limiar ( $V_{th}$ ). O valor  $V_{th}$  é ajustado constantemente, e este ajuste é dependente do nível lógico de cada bit do pacote. Nota-se que, quanto maior o número de bits “1” consecutivos, mais rápida e melhor será a convergência do limiar do receptor para o valor ideal; por outro lado, a divergência do limiar acontece quando há uma sequência de bits “0” muito longa.

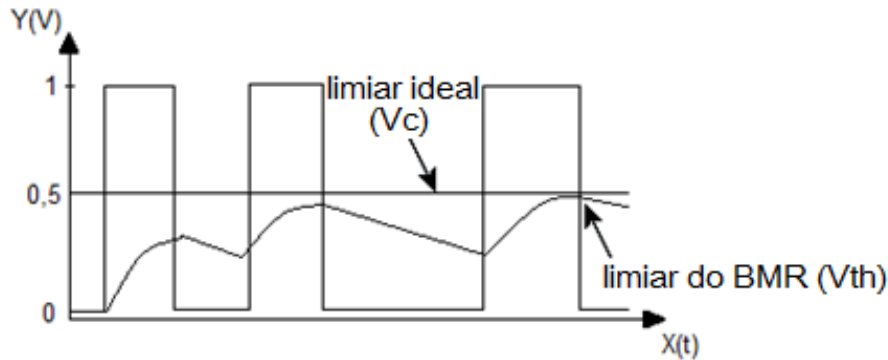


Fig. 2.10 – Variação do limiar de um BMR, para  $T = 1$ ,  $\tau_f = 15 \cdot T$ ,  $\tau_r = 0,5 \cdot T$ ,  $V_c = 0,5$  V [37].

A Fig. 2.11 mostra a estrutura do sinal que chega ao receptor. Como comentado anteriormente, o tempo de guarda é utilizado para que o receptor reinicie o valor do último limiar obtido, já que nenhuma informação é transmitida neste tempo, e o tempo de preâmbulo é usado para sincronização e ajuste do novo nível do pacote subsequente. Na maioria das implementações o valor de  $\tau_f$  é muito maior que o valor de  $\tau_r$ . Considerando esta afirmação, pode-se dizer que o BMR apresenta, basicamente, dois possíveis cenários, e são nestes cenários que a maioria dos erros acontecem.

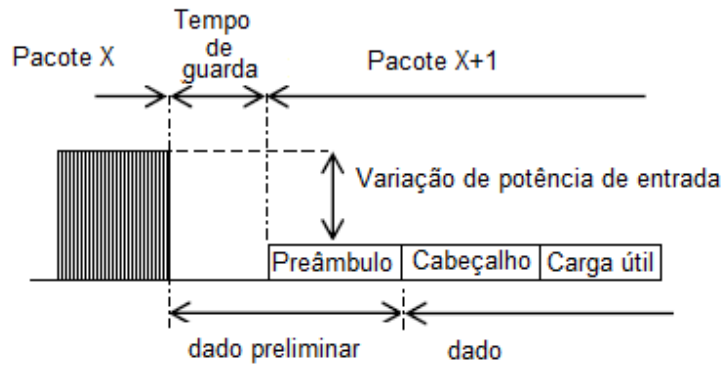


Fig. 2.11 – Estrutura de pacote de dados.

O primeiro cenário é definido quando o tempo de guarda não é suficiente para que o receptor reinicie o valor do limiar do último pacote, ou seja, não há tempo útil para a descarga completa dos capacitores usados para manter o valor do limiar. Como mencionado, o tempo de retenção de nível ( $\tau$ ) é o tempo que o receptor consegue segurar o limiar a fim de evitar uma queda brusca em seu nível, caso haja uma sequência longa de bits “0” consecutivos [41]. A Fig. 2.12 mostra o pior caso que pode ocorrer durante a transmissão, que é um pacote de dados com um nível baixo seguir um pacote com nível mais alto.

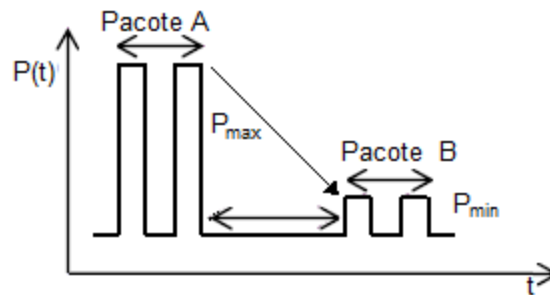


Fig. 2.12 – Pior caso para variação de limiar em BMR [38].

Na Fig. 2.13, apresenta-se o caso relatado no primeiro cenário, onde o tempo de guarda não foi suficiente para que ocorresse a reinicialização do circuito de decisão. Nota-se que caso haja alguma fonte de ruído no sistema, podendo esta ser causada por APD e/ou amplificadores, e assumindo que os bits de nível lógico alto sejam os mais afetados por estes ruídos, os primeiros bits do pacote de menor potência seriam recebidos erroneamente devido ao tempo do ajuste do valor do limiar.

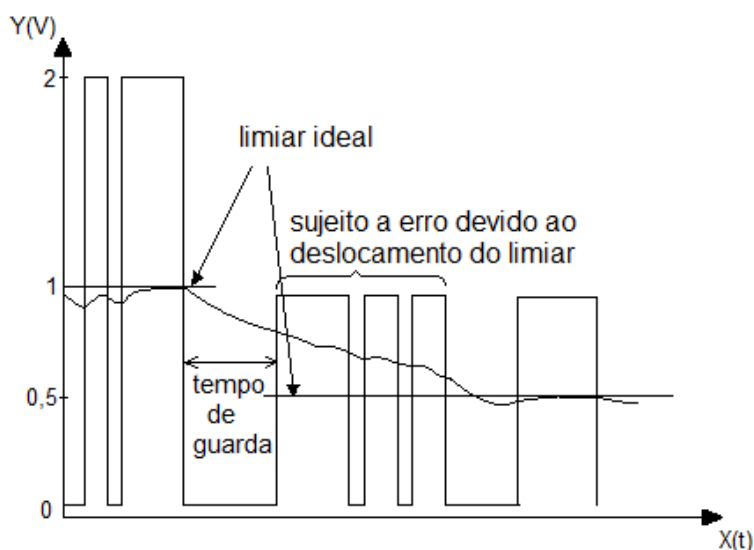


Fig. 2.13 – Exemplo relacionado ao primeiro cenário [39].

O segundo cenário possível de acontecer é um ajuste indevido no meio da rajada proveniente da queda do limite do limiar devido a possíveis bits “0” consecutivos. Esta condição ocorre quando o valor de  $\tau_f$  não é suficiente para evitar esta situação. Isto mostra que o valor  $\tau_f$  deve ser escolhido com muito cuidado, já que um valor alto irá requerer um tempo de guarda maior (alta capacidade de penalidade), e um valor menor poderá causar um grande decaimento no nível do limiar caso haja uma sequência de zeros considerável. É interessante destacar o fato de que, mesmo quando o  $\tau_f = 20 T$ , um único bit “0” irá fazer o limiar decair de cerca de 4,8%, dois bits “0” ocasionarão um decaimento de 9,52% e finalmente, três bits “0” consecutivos causarão uma queda de 13,93% [37].

Não há problemas apenas durante uma sequência longa de bits “0”. Uma sequência considerável de bits “1” poderá também causar variações no valor do limiar. A razão é simplesmente a estrutura altamente dinâmica do processo de recuperação de limiar, ou seja, o valor do limiar do receptor será atualizado bit a bit, adaptando-se facilmente quando houver mudanças nos níveis dos pacotes.

O tempo de subida do limiar de decisão é geralmente muito menor que o tempo de retenção ( $\tau_r \ll \tau_f$ ), o que faz o receptor se adaptar ao nível da nova rajada rapidamente, sem a necessidade de muitos bits de preâmbulo. No entanto, isto torna o receptor mais sensível ao ruído que afeta diretamente os bits de nível lógico “1”. Quando o valor do novo limiar for maior que o limiar atual, o receptor se adaptará com maior facilidade e rapidez, pois o tempo usado para aumentar o nível do limiar (carga nos capacitores) é muito menor que o tempo usado para baixá-lo (descarregar os capacitores) devido ao fator  $\tau_f$ . A Fig. 2.14 ilustra a adaptação do limiar para diferentes amplitudes de bits “1”, referentes à mesma rajada, onde o



signal constante em 0,5 V é a representação do limiar ideal caso não houvesse variação da amplitude dos bits “1”, e o sinal variante em torno do sinal constante é a variação do limiar em razão das variações das amplitudes dos bits “1”. Observa-se que o tempo para que o limiar se ajuste ao bit “1” é maior que o tempo utilizado para ajuste do bit “0”.

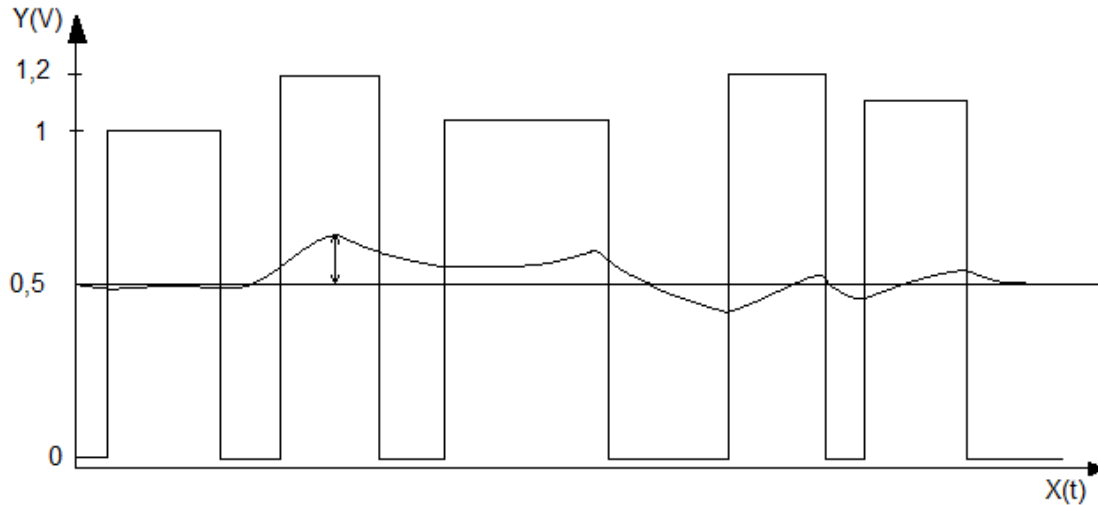


Fig. 2.14 – Variação do limiar devido aos picos de entrada [39].

#### 2.4.6 PENALIDADE DO RECEPTOR EM MODO DE RAJADA

Várias imperfeições no desenvolvimento do BMR fazem com que sua sensibilidade ao receber pacotes em rajadas seja pior que a de receptores em modo contínuo desenvolvidos para a mesma taxa de transmissão. A diferença entre estas duas sensibilidades é chamada de penalidade em modo de rajada, ou penalidade BM. Esta penalidade pode ser entendida a partir do fato de que, quando as imperfeições estão presentes, como o deslocamento DC, um sinal contendo uma maior potência óptica será necessário para atingir o mesmo desempenho da taxa de erro de bit (BER – *bit error rate*) se comparado ao de um receptor comum. Esta energia extra necessária é considerada com sendo a penalidade BM, expressa normalmente em dB [38] [42-44].

A penalidade BM tem diferentes causas. A aquisição rápida de um limiar ruidoso dará origem a um limiar que aumenta efetivamente com a variação de uma rajada para outra, mesmo que essas rajadas tenham a mesma potência óptica. Isto dá origem a uma penalidade BM que pode variar de 0,5 a 2 dB, dependendo dos detalhes da implementação. Além disso, caso o receptor seja desenvolvido com acoplamento DC, qualquer deslocamento DC no caminho do sinal vai dar origem a uma penalidade de sensibilidade. Outro aspecto que pode aumentar a penalidade é o fato da rajada de entrada apresentar um

efeito de decaimento lento, o que pode comprometer consideravelmente o funcionamento do circuito desenvolvido. Por fim, o ganho finito do LIA dá origem a uma penalidade de sensibilidade adicional, tanto se o receptor operar em modo de rajada como em modo contínuo. De fato, cada amplificador tem um ganho finito. As saídas do amplificador limitador devem ser compatíveis com os níveis lógicos do componente que o sinal será aplicado. Caso o nível do sinal de saída não seja compatível com os valores aceitáveis do componente que irá recebê-lo, uma maior penalidade será obtida. Logo, a penalidade de sensibilidade é variável, sendo que ela se torna menor à medida que o ganho do LIA aumentar. A penalidade também é influenciada pela razão sinal-ruído óptica (OSNR), flutuações e deslocamento do nível DC, distorção da rajada e dispersão cromática.

#### 2.4.7 SENSIBILIDADE

A sensibilidade de um receptor é definida como o mínimo de potência que o receptor precisa receber de um pacote de dados para manter uma determinada qualidade. Esta qualidade é basicamente indicada pela média do número de erros em relação ao número total de bits recebidos, ou seja, pela BER. No caso de ausência de ruído e de uma maneira simplificada, um fóton seria suficiente para ser identificado corretamente como bit “1” e nenhum fóton seria necessário para uma recepção correta do bit “0”. Na realidade, o ruído está sempre presente e, com isso, mais potência óptica é necessária para que um pacote de dados seja detectado corretamente dentro de um valor de BER. Usando um fotodetector PIN (com responsividade  $R_{pd}$ ) conectado a um conversor opto-elétrico, a corrente de saída  $I_s$  do fotodetector, quando uma potência de entrada  $P_{in}$  é recebida, é dada por:

$$I_s = R_{pd}P_{in} + i_n \quad (2.5)$$

onde  $i_n$  é o ruído presente na corrente do sinal. Este ruído pode ser causado pelo detector, pelo próprio receptor ou originado através de um ruído óptico [37,45]. Por simplicidade este ruído será assumido como ruído térmico presente no receptor.

A BER ( $P_e$ ) pode ser calculada pela distribuição probabilística do ruído no bit “1” ( $p_1(x) dx$ ) e no bit “0” ( $p_0(x)dx$ ) como a soma das chances do receptor detectar o bit “1” como sendo o bit “0” e vice versa. No caso mais simples, os ruídos nos bits “1” e “0” terão uma distribuição normal igual, com suas respectivas médias e desvios padrões  $R_{pd}P_1$  e  $R_{pd}P_0$  e  $\sigma_1$  e  $\sigma_0$  ( $P_1$  e  $P_0$  são as potências ópticas recebidas para o bit “1” e bit “0”, respectivamente). A Fig. 2.15 ilustra esta distribuição do ruído. O limiar de decisão é necessário para decidir se o bit recebido corresponde ao valor 1 ou ao valor 0. Cada valor acima do limiar é determinado como sendo bit “1” e cada valor abaixo, como bit “0”. Como o objetivo é minimizar a BER

para se obter uma maior sensibilidade, o limiar de decisão deve ser escolhido de tal modo que reduza a probabilidade de ocorrer erros ( $P_e$ ). No caso de uma distribuição normal, o valor do limiar de decisão deve estar localizado no ponto intermediário entre distribuições, ou seja no ponto médio do valor correspondente ao bit “0” e bit “1” [37].

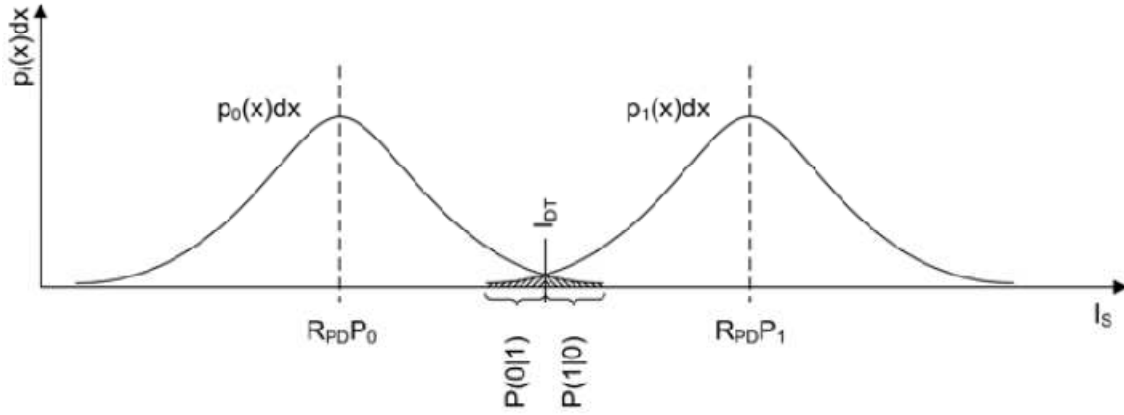


Fig. 2.15 – Distribuição normal para o ruído [37].

A probabilidade  $P(0|1)$  de que o bit “0” seja erroneamente detectado como sendo o bit “1” é igual a área abaixo da distribuição do ruído (Fig. 2.15) partindo de  $I_{DT}$  ao infinito.

$$P(0|1) = \int_{I_{DT}}^{\infty} p_0(x)dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_Q^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (2.6)$$

Em (2.6), define-se  $Q$  como:

$$Q = \frac{I_{DT} - R_{pd}P_0}{\sigma_0} = \frac{i_{pp}}{2 \cdot \sigma_0} \quad (2.7)$$

onde  $i_{pp}$  é a representação da corrente pico a pico. Como uma distribuição normal foi assumida, a probabilidade de erros é dada por:

$$P_e = P(0) \cdot P(1|0) + P(1) \cdot P(0|1) \quad \text{com } P(0) = P(1) = 0,5 \quad (2.8)$$

$$P_e = P(1|0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad \text{se } P(1|0) = P(0|1) \quad (2.9)$$

O índice  $Q$  é conhecido como parâmetro  $Q$  de Personick. Este parâmetro é a medida da relação sinal-ruído, sendo seu cálculo possível para qualquer valor de BER utilizando (2.9). Como será visto na próxima seção, existem alguns mecanismos de ruídos que causam uma distribuição diferente para os

ruídos em bits “0” e “1”. Para estes casos, a fórmula apresentada em (2.9) não pode mais ser considerada válida e deve ser substituída pela forma geral dada por (2.8). Caso os ruídos não sejam igualmente distribuídos para os bits “0” e “1”, o parâmetro  $Q$  que deve ser adotado para o cálculo de  $P_e$  deve ser o apresentado em (2.10) e não mais o (2.7). Como demonstrado em [46]:

$$Q = \frac{i_{pp}}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (2.10)$$

Escrevendo a BER em função do limiar de decisão  $I_{DT}$  e minimizando a BER usando os valores produzidos pelo limiar de decisão, é possível obter a expressão ideal de  $I_{DT}$  [45]:

$$I_{DT} = \frac{\sigma_{0I1} + \sigma_{1I0}}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (2.11)$$

O valor mínimo de  $i_{pp}$  que produz um certo BER é chamado de sensibilidade elétrica do receptor. Este valor ainda tem que ser relacionado à sensibilidade óptica do receptor ( $P_{sens}$ ), que é a média da potência óptica de um período de tempo que gera uma certa taxa de erro. Assumindo que a potência óptica para o bit “0” seja efetivamente zero (isto requer uma transmissão com uma razão de extinção infinita), rejeitando a corrente de escuro e que a média da corrente do sinal  $i_s$  é dada por  $i_{pp}/2$ , pode-se obter de (2.5) e (2.10) o valor da sensibilidade óptica do receptor:

$$P_{sens} = \frac{i_{pp}}{2R_{pd}} = \frac{Q(\sigma_0 + \sigma_1)}{2R_{pd}} \quad (2.12)$$

No caso onde há mais do que uma fonte de ruído gaussiano descorrelacionado,  $\sigma$  deve ser calculado a partir do indivíduo  $N$ , utilizando [38]:

$$\sigma = \sqrt{\sum_{k=1}^N \sigma_k^2} \quad (2.13)$$

## 2.5 Ruídos em Redes Ópticas

Na última seção, considerou-se uma condição de rede ideal juntamente com receptores e transmissores ideais. Na realidade, um transmissor nunca obterá uma razão de extinção infinita, a fibra utilizada não será um meio de transmissão ideal para altas taxas e amplificadores ópticos introduzirão ruídos ASE. Alguns destes obstáculos em redes ópticas serão discutidos brevemente nesta seção.

### 2.5.1 FONTES DE RUÍDO DOS FOTODETECTORES

Fotodetectores são dispositivos semicondutores que convertem a luz incidente em uma corrente elétrica. Existem vários tipos de fotodetectores, como células fotovoltaicas, fotodiodos e fototransistores. Para comunicações ópticas de alta velocidade, fotodiodos são preferidos devido à sua resposta em frequência.

Estes fotodetectores, assim como o receptor em si, adicionam sua parcela de ruído ao ruído total, degradando a sensibilidade. Um fotodetector PIN produz ruído balístico ao longo da corrente do sinal. A origem deste ruído é explicada através do modo de operação destes fotodetectores. Quando um fóton é absorvido pelo fotodetector PIN, um par elétron-lacuna é criado. Logo, isso acontece em um tempo discreto e, portanto, a corrente total do sinal é gerada, dado um número de pulsos discretos ao longo de um determinado período de tempo. Isso significa que a corrente do sinal é uma constante  $I_s$  sobreposta ao ruído, sendo este ruído positivo ou negativo.

O espectro do ruído balístico é branco e tem seu valor quadrático médio dado por [46]:

$$\bar{i}_{n,PIN}^2 = 2qI_{PIN}BW_n \quad (2.14)$$

onde  $BW_n$  é a largura de banda onde o ruído de corrente é medido,  $I_{PIN}$  é a corrente do fotodetector e  $q$  é a carga do elétron. Como o ruído de corrente é dependente do sinal, o nível de ruído no bit “1” será maior que o no bit “0”.

Como mencionado na Seção 2.3.4, cada fotodetector produz certa quantidade de corrente de escuro, logo, o ruído balístico sempre estará presente, mesmo quando nenhum sinal óptico for aplicado. Como a corrente de escuro é praticamente nula se comparada à corrente de sinal, o ruído produzido por esta corrente pode ser desprezado.

Se o fotodetector usado for baseado em APD, um ruído proveniente do processo de avalanche estará presente. Como em fotodiodos PINs, cada fóton gerará um par elétron-lacuna, porém, devido ao ganho avalanche ser maior que o ganho do PIN, um maior número de pares elétron-lacuna será gerado a partir de um único fóton, sendo este número um valor aleatório. O ganho do APD, chamado de ganho de avalanche ou ganho multiplicador, é igual à média do número de pares por fótons absorvidos. Mas, como em fotodiodos PIN, o ruído também estará sobreposto à corrente do sinal, porém este será maior que apenas o ruído balístico amplificado pelo ganho avalanche. O valor quadrático médio da corrente de ruído do APD é dado por [47]:

$$\bar{i}_{n,APD}^2 = FM^2 2qI_{PIN}BW_n \quad (2.15)$$

onde  $F$  é o fator de ruído,  $M$  o ganho de avalanche,  $I_{PIN}$  é a corrente primária do fotodetector, o qual é a corrente antes do ganho avalanche. O fator de ruído pode ser obtido por meio de:

$$F = K_A M + (1 - K_A) \left( 2 - \frac{1}{M} \right) \quad (2.16)$$

onde  $K_A$  é o fator de ionização dos coeficientes de elétrons-lacunas [46]. Aumentando o valor de  $M$ , o sinal é melhorado e seu ruído aumentado. Como a sensibilidade é determinada pela SNR, há um valor ótimo de ganho avalanche que leva a uma melhor sensibilidade do receptor. A Eq. (2.15) mostra que o ruído avalanche de corrente depende também do sinal aplicado. Então o ruído do bit “1” será, também, maior que o ruído do bit “0”.

O APD também apresenta a corrente de escuro  $I_{DP}$ , a qual é amplificada juntamente com o sinal. O nível do ruído resultante desta corrente de escuro pode ser encontrado substituindo o valor de  $I_{PIN}$  pelo valor de  $I_{DP}$  em (2.15), porém este ruído também pode ser ignorado nos cálculos por apresentar valores ínfimos.

Para calcular a sensibilidade do receptor no caso de um PIN ou de um APD, é preciso combinar o desvio padrão do ruído térmico juntamente com o ruído balístico (PIN), ou ruído térmico e ruído avalanche (APD), como mostrado em (2.16).

# Capítulo 3

## Desenvolvimento e Modelagem do

## Receptor em Modo de Rajada

Os testes realizados para este trabalho foram conduzidos utilizando um receptor em modo de rajada. Assim, este capítulo apresentará, brevemente, o desenvolvimento do BMR juntamente com algumas simulações realizadas via software computacional.

### **3.1 Receptor Óptico**

Como observado no capítulo anterior, o receptor óptico mais básico consiste de um fotodiodo e um amplificador de transimpedância. O fotodiodo é um dispositivo que obedece a lei do quadrado (*square law*), ou seja, a corrente elétrica detectada depende da potência do sinal óptico incidente (ou, alternativamente, é proporcional ao campo elétrico ao quadrado). O TIA recebe a fotocorrente e a amplifica dentro de sua faixa de operação (largura de banda suficiente), convertendo-a em tensão elétrica e adicionando o mínimo de ruído possível. Geralmente, o sinal proveniente da saída do TIA ainda não apresenta um nível de tensão considerável útil para o receptor (aproximadamente 500 mV<sub>p-p</sub>), sendo, então, necessária uma amplificação adicional realizada por um amplificador limitador. O LIA tem um alto ganho e uma boa faixa de tensão de saída. O sinal incidente é amplificado até que se consiga atingir o nível de saturação do amplificador. Isto tem a função de produzir uma saída com níveis constantes de tensão para uma ampla gama de níveis de tensão de entrada. Se o LIA tiver acoplamento DC, a compensação do nível DC, explicada no capítulo anterior, tem que ser realizada a fim de evitar uma

saturação prematura do sinal. Esta cadeia de componentes (TIA + LIA) forma o que é geralmente chamado de receptor óptico *front end* analógico. A Fig. 3.1 apresenta a estrutura deste tipo de receptor, onde se tem um fotodetector conectado a um TIA, seguido de um LIA, juntamente com a representação dos sinais em cada estágio.

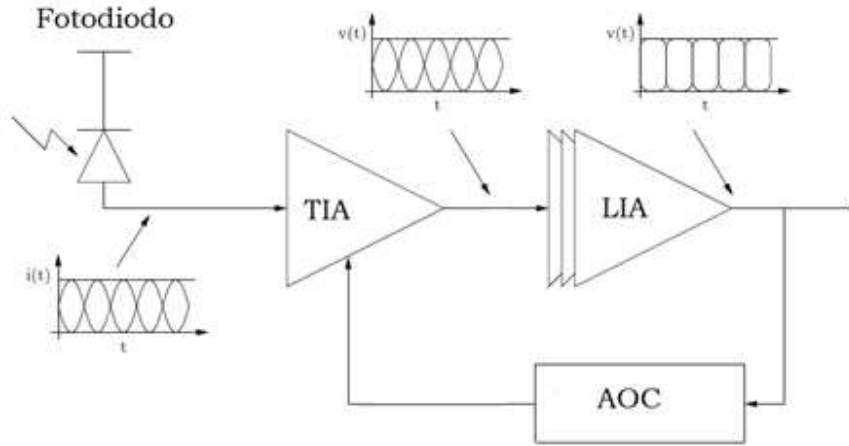


Fig. 3.1 – Estrutura básica de um receptor óptico.

A estrutura apresentada na Fig. 3.1 foi à adotada para o desenvolvimento do receptor óptico em modo de rajada, com a técnica de compensação automática de deslocamento (AOC) adotada para o TIA. Antes de desenvolver o protótipo, um estudo individual dos componentes foi realizado, juntamente com uma pesquisa de mercado para verificar a disponibilidade da tecnologia.

## 3.2 Componentes a Serem Utilizados

Para o desenvolvimento do receptor em modo de rajada, serão usados dois componentes principais, o TIA e o LIA. Estes componentes são responsáveis por todos os processos necessários para a recepção. Para entender a maneira como funcionam, suas estruturas serão apresentadas na sequência.

### 3.2.1 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA

A principal função do amplificador de transimpedância é a de converter um pequeno valor de corrente, produzida pelo fotodetector, em tensão, adicionando o mínimo de ruído possível à sua saída. O ganho de transimpedância é dado pela razão entre a tensão de saída e a corrente de entrada.

$$|A| = \left| \frac{V_{out}}{I_{in}} \right| \quad (3.1)$$



Um estágio de transimpedância pode ser construído, basicamente, com um resistor de terminação. Esta primeira aproximação, apresentada na Fig. 3.2, mostra um fotodetector acoplado a um resistor de carga  $R$ . A corrente  $I_s$  proveniente do fotodetector é convertida em tensão pelo resistor. O capacitor  $C_{PD}$  representa a capacitância associada ao fotodetector. A escolha do resistor afeta tanto a resposta em frequência como o ruído deste estágio, sendo esta estrutura, então, não aconselhável.

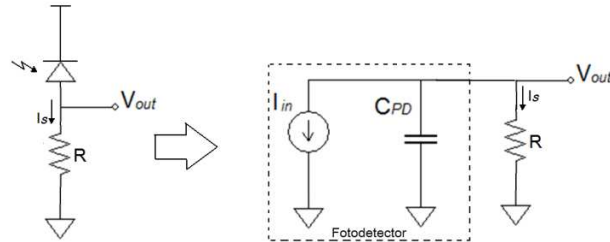


Fig. 3.2: Representação básica de um circuito de transimpedância.

Do ponto de vista do BMR, a estrutura básica de transimpedância pode ser adaptada para formar dois tipos principais de topologias que envolvem amplificação, ou seja, o TIA em malha aberta e o TIA em malha fechada [48]. Ambas as topologias devem apresentar baixa impedância de entrada, a fim de satisfazer os requisitos de largura de banda, além de proporcionar baixo ruído e alto ganho.

### 3.2.1.1 TIA em Malha Aberta

Os TIAs em malha aberta são amplificadores geralmente constituídos com transistores de efeito de campo do tipo metal-óxido-semicondutor (MOSFET – *metal-oxide-semiconductor field effect transistor*), na configuração de porta (*gate*) comum; caso seja utilizado um transistor bipolar de junção (TBJ), a configuração deverá ser, então, a equivalente base comum. A configuração porta comum é, geralmente, utilizada, pois proporciona uma baixa impedância de entrada. A Fig. 3.3 mostra um TIA na topologia malha aberta. O fotodetector é representado pela fonte de corrente  $I_{in}$  em paralelo com a sua capacitância,  $C_{PD}$ . O componente  $M_1$  é o transistor na configuração de porta comum. Ele apresenta-se em série com a resistência  $R_D$ , enquanto a corrente  $I_D$  representa a corrente de fonte, a qual é utilizada para polarização do circuito. Para condições de operação adequadamente ajustadas e  $R_D$  da ordem de alguns kilo-ohms, o ganho de transimpedância do amplificador da Fig. 3.3 é aproximadamente igual a  $R_D$ . Assim, pode-se assumir que, do ponto de vista AC, toda corrente gerada durante a conversão opto-eletrônica passará através da resistência  $R_D$  e será responsável pela tensão de saída  $V_{out}$ .

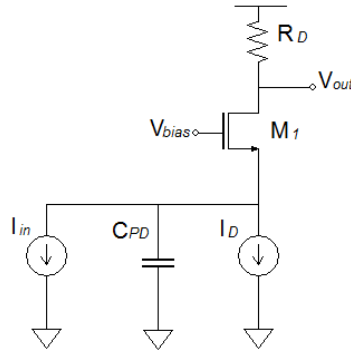


Fig. 3.3 – O TIA com porta em modo comum.

A resistência de entrada do amplificador pode ser calculada através da aproximação feita em [2]:

$$R_{in} \approx \frac{r_{ds\_1} + R_D}{1 + (g_{m\_1} + g_{mb\_1})r_{ds\_1}} \quad (3.2)$$

onde  $r_{ds\_1}$  é a resistência entre os terminais de dreno e fonte do transistor  $M_1$ ,  $g_{m\_1}$  é a transcondutância do dispositivo e  $g_{mb\_1}$  é a transcondutância reversa do terminal de porta devido ao efeito do encapsulamento. Para dispositivos que operam na região de saturação, o valor de  $r_{ds}$  é muito alto, fazendo com que a (3.2) seja reduzida a:

$$R_{in} \approx \frac{1}{(g_m + g_{mb})} \quad (3.3)$$

de maneira que a resistência de entrada passa a ser somente dependente das propriedades do dispositivo e independente da resistência  $R_D$ . Este é um conceito importante, pois mostra que a largura de banda se torna independente do ganho de transimpedância dado pelo valor  $R_D$ . Na realidade, se o valor de  $R_D$  é muito alto, este, em conjunto com as capacitâncias parasitas do transistor em modo comum, determinarão a limitação de largura de banda do TIA na saída do circuito ( $V_{out}$ ).

### 3.2.1.2 TIA em Malha Fechada

A topologia mais usada no TIA é a topologia em malha fechada, como mostrado na Fig. 3.4. Esta topologia é caracterizada pela presença de uma resistência de realimentação,  $R_{FB}$ , conectada à sua entrada. Este circuito, em malha fechada, apresenta um ganho dado por [48]:

$$Z_T \approx \frac{A}{A + 1} \cdot \frac{R_{FB}}{1 + j\omega \frac{R_{FB} \cdot C_{PD}}{A + 1}} \quad (3.4)$$

onde  $A$  é o ganho em malha aberta do amplificador. Caso o ganho de tensão  $A$  do amplificador seja suficientemente alto, o ganho de transimpedância pode ser aproximado para o valor  $R_{FB}$  na banda passante do amplificador.

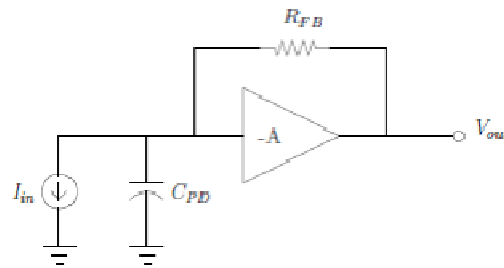


Fig. 3.4 – Amplificador em malha fechada.

### 3.2.2 AMPLIFICADOR LIMITADOR

Em receptores ópticos, um estágio de ganho adicional é necessário após o estágio de pré-amplificação realizado pelo TIA, para fazer com que o sinal de saída apresente uma tensão adequada e aceitável em circuitos lógicos. Este estágio de ganho deve ter como requisitos básicos uma boa resposta em frequência, um alto ganho e uma ampla faixa dinâmica. Isto pode ser obtido por meio de um amplificador com controle automático de ganho ou de um amplificador limitador. O amplificador com controle automático de ganho usa em seu projeto um controle de realimentação para manter a saída do sinal sempre constante. Este controle é possível devido à parcela de tensão amostrada na entrada do circuito de decisão do amplificador. A amplitude desta tensão é controlada via um detector de tensão internamente implementado. Este tipo de configuração não é desejável, pois requer o desenvolvimento de um circuito de detecção de pico muito complexo que torna o sistema susceptível a instabilidade.

O amplificador limitador, que se baseia em uma cascata de pares de amplificadores, é uma alternativa mais simples e viável, especialmente para aplicações em sistemas de comunicação digital onde a linearidade não é a maior preocupação. A função de ajuste da amplitude de um LIA ocorre diretamente a cada bit recebido; logo o amplificador pode suprimir todas as variações de amplitude nos diferentes pacotes. Além disso, o LIA apresenta os seguintes recursos: fácil desenvolvimento, baixo consumo de potência e a necessidade de poucos componentes externos. O diagrama em bloco do amplificador limitador é apresentado na Fig. 3.5. Basicamente, o LIA apresenta um *buffer* de entrada, representado por IB, uma cascata de amplificadores similares, resistores de realimentação simples para representar o circuito de compensação de deslocamento (AOC) e um *buffer* de saída (OB). Por causa do cascadeamento de amplificadores, e por estes estarem configurados em regime de saturação, o nível do sinal de saída VQ

sempre apresentará a mesma amplitude, independentemente dos níveis dos pacotes de entrada. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  fazem parte da filtragem necessária para evitar possíveis ruídos no sinal de realimentação.

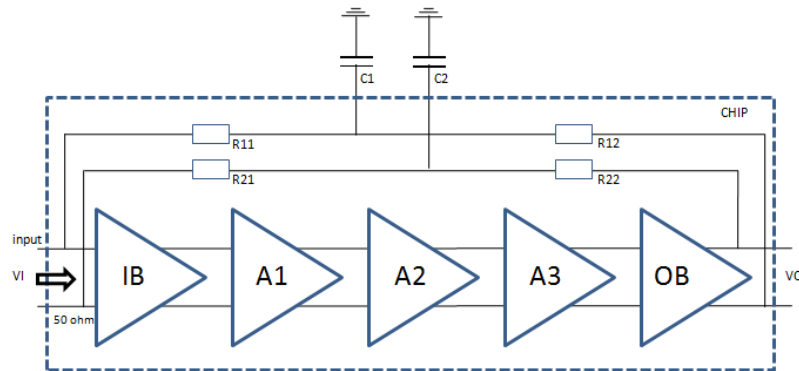


Fig. 3.5 – Diagrama em bloco de um amplificador limitador.

### 3.3 Projeto Eletrônico e Descrição de Funcionamento

O projeto do receptor em modo de rajada operando em 2,5 Gbit/s foi concebido através de um conjunto de circuitos integrados (*chips*). Uma intensiva busca entre as tecnologias disponíveis para receptores operando em modo de rajada foi realizada, juntamente com o levantamento de possíveis fornecedores. O *chipset* escolhido é composto por um amplificador de transimpedância e um amplificador limitador. Este conjunto apresenta uma solução completa para receptores em modo de rajada em redes GPON e XGPON.

O TIA e o LIA adotados apresentam características marcantes, como monitoramento de potência do sinal de entrada, o que possibilita um monitoramento de possíveis problemas na transmissão da ONU, tempo rápido de acomodação exigido pela norma, presença do circuito AOC integrado para fazer o ajuste de nível DC entre uma rajada e outra, pinos de monitoramento e componentes com tamanhos pequenos, ideais para aplicação em receptores.

A Fig. 3.6 representa o diagrama de blocos dos componentes usados e comentados anteriormente para o projeto. Observa-se o uso de um fotodetector do tipo APD, onde a corrente gerada, através da conversão do sinal óptico em corrente elétrica, é aplicada à entrada do bloco TIA. O componente TIA utilizado apresenta sua configuração em malha fechada. O circuito AOC encontra-se implementado internamente no TIA, sendo ignorada a sua representação na Fig. 3.6. Este dispositivo apresenta uma única saída de dados, sendo necessária a utilização de um componente para a conversão do sinal de uma

polaridade em um sinal diferencial. Este componente, conhecido como S2D (*single to diferencial*), é necessário, pois o LIA (Fig. 3.5) possui entradas de sinal diferenciais. Após a saída única do TIA ser convertida em um sinal diferencial, por meio da utilização do componente S2D internamente implementado, esta é enviada, através das saídas denominadas VOUTP e VOUTN, para o LIA. O bloco descrito como "sinal de reinício (1)" é usado juntamente com o "bloco de sinal de reinício (2)" presente no LIA. Estes blocos não interferem nos sinais de dados transmitidos entre os componentes e se comunicam via uma interface de alta velocidade para a transmissão do sinal de reinício, enviado pelo controle de acesso ao meio (MAC) proveniente da OLT, para apagar o último valor adotado pelo circuito referente ao AOC. Este sinal enviado pelo MAC é aplicado às entradas RESETP e RESETN.

Também pode ser observado (Fig 3.6) um pino disponível no TIA para monitoramento do sinal de entrada, denominado RMON. Este pino apresenta em sua saída um valor de corrente elétrica proporcional à média da corrente de entrada proveniente do fotodetector, disponibilizada em cada rajada ingressante. Esta é uma função importante que servirá para primeira validação do funcionamento do protótipo. O gráfico da Fig. 3.7 representa a curva da corrente de monitoramento versus corrente de entrada do TIA, proveniente do APD. Esta curva foi obtida por meio da inserção de sinais ópticos com diferentes potências. Outra característica interessante presente no TIA é o pino denominado *testmode*. Este pino, se aplicado o nível lógico zero, faz com que o receptor opere em modo contínuo. Esta função é usada apenas para fins demonstrativos.

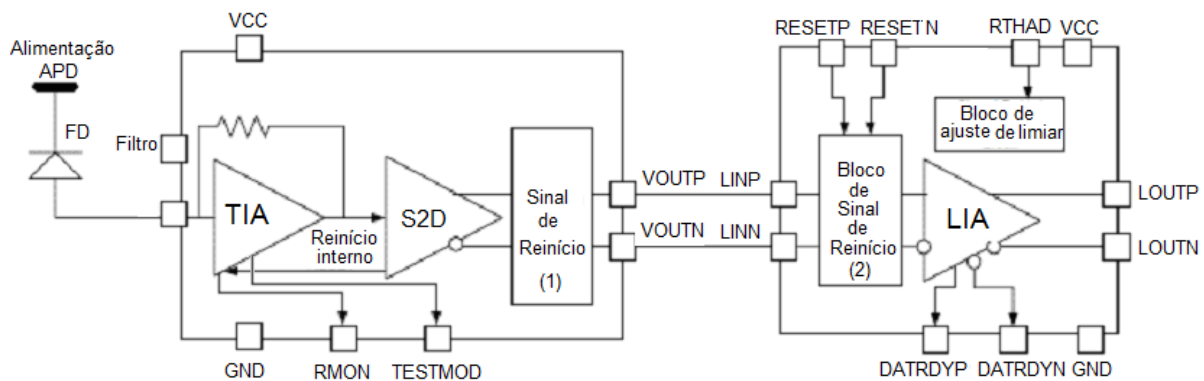


Fig. 3.6 – Diagrama em bloco do *chipset*.

Para que o TIA possa fazer a leitura e o tratamento correto do sinal de entrada, o uso dos bits de preâmbulo é indispensável. O padrão de preâmbulo sugerido pelo fabricante para que o componente funcione corretamente é o "0011", com o tamanho de 108 bits definido pelo padrão ITU-T [28]. O

rastreamento e a recuperação dos dados de entrada são feitos através de uma metodologia proprietária capaz de ser imune a grandes sequências de dígitos consecutivos.

O limiar de decisão, como apresentado no capítulo anterior, é usado para que o receptor consiga distinguir dados válidos (“0s” e “1s”). Neste *chipset*, este valor é definido por meio de um resistor ligado ao pino RTHAD. O valor deste resistor determinará o limiar de decisão para os dados válidos de entrada. A Fig. 3.8 mostra uma curva que relaciona diferentes valores de resistores a diferentes tensões mínimas pico-a-pico, aplicadas à entrada do LIA. Este gráfico exibe os valores mínimos que o LIA pode considerar como sinais válidos, ou seja, caso usada uma resistência de 8 k $\Omega$  no pino RTHAD, o LIA apenas considerará como dados válidos sinais com uma tensão de pico-a-pico superior a 26 mV, sendo os sinais inferiores a este valor descartados. No projeto, para ter uma maior flexibilidade, um *trimpot* de 20 k $\Omega$  foi utilizado, permitindo, com isso, ajustar como dados válidos para o LIA sinais contendo tensões pico-a-pico desde 10 até 56 mV, com estes valores de tensão dependentes da potência óptica aplicada no FD.

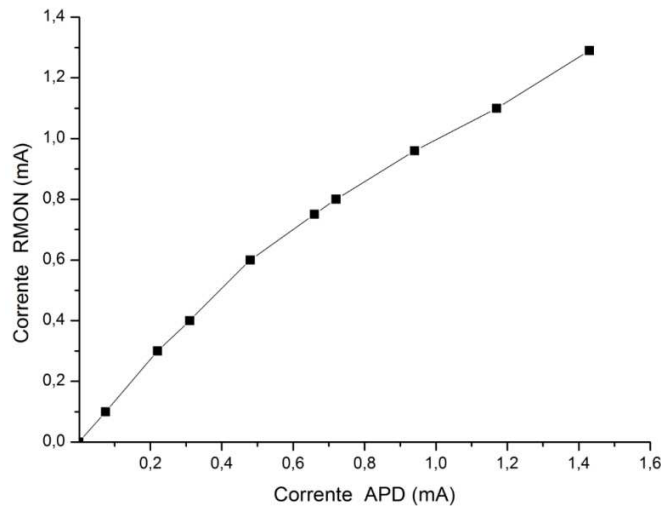


Fig. 3.7 – Corrente de monitoramento versus média da corrente de entrada.

O LIA, assim como o TIA, apresenta pinos de monitoração denominados DATRDYP e DATRDYN. Estes pinos apresentam nível lógico baixo quando não há a presença de dados válidos na entrada do LIA e nível lógico alto para a presença de dados válidos. Estes pinos possuem dois potenciais usos. Eles podem ser usados pelo MAC da OLT para determinar a forma como as rajadas de dados chegam, ou, então, em recuperadores de relógios e dados (CDR – *clock and data recovery*), como sinais de aviso para que se comece o alinhamento dos dados com o relógio de referência.

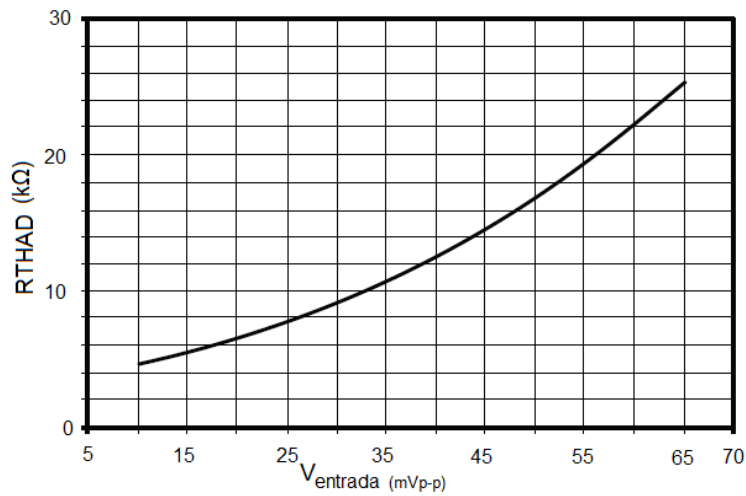


Fig. 3.8 – Resistência (kΩ) versus tensão mínima pico-a-pico diferencial de entrada.

Para o projeto, foram montadas cinco unidades de TIA, juntamente com fotodetectores do tipo APD, dando origem a submontagem óptica do receptor (ROSA – *receiver optical sub-assembly*), Fig. 3.9. O APD foi escolhido para esta submontagem por possuir características que ajudarão o receptor a obter uma melhor sensibilidade.

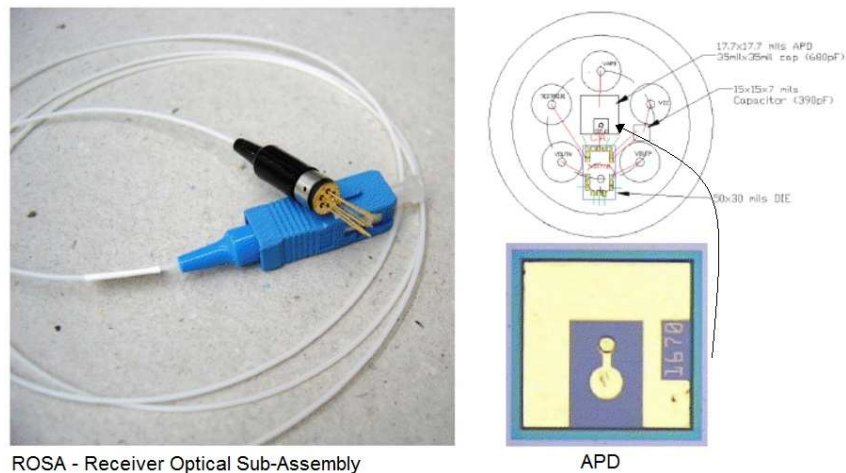


Fig. 3.9 – Montagem do componente ROSA (APD+TIA).

A Fig. 3.10 apresenta a resposta de ganho reverso do APD ( $1/M$ ) em função da tensão aplicada. O ganho do APD, isto é, seu fator de multiplicação  $M$ , depende da tensão aplicada, pois, uma maior tensão reversa faz com que o campo elétrico presente na região de depleção se torne mais intenso. Desta forma, os elétrons gerados a partir da absorção do sinal óptico se deslocarão aceleradamente através do dispositivo. Assim, por terem energia cinética suficiente devido à aceleração produzida pelo campo elétrico, os portadores gerarão outros pares elétron-lacuna, resultando em uma maior corrente na saída do

APD ou, de modo equivalente, em um maior fator de amplificação. Já a Tabela 3.1 apresenta uma breve caracterização dos módulos ROSA construídos. Observa-se que os resultados obtidos foram semelhantes para a fotocorrente de operação e ganho dos módulos, com um desvio padrão de 0,174 e 0,1166, respectivamente. Ambas as caracterizações foram realizadas pela empresa que fez o encapsulamento.

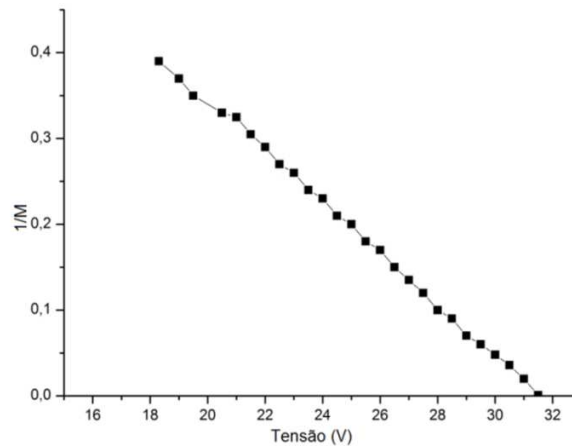


Fig. 3.10 – Gráfico do ganho reverso do APD ( $1/M$ ) versus a tensão reversa aplicada.

Tabela 3.1 – Caracterização dos componentes dos módulos ROSA construídos.

	Símbolo	Unidade	Temperatura	Min	Máx	Dados Medidos					Condição
						1	2	3	4	5	
Tensão de Breakdown	$V_{br}$	V	25°C	36	44	36	36	36	36	36	$I_d = 10 \mu A$
Corrente de Operação do TIA	$I_{cc}$	mA	25°C	—	52	35,8	36,5	35,0	35,4	35,0	Sem carga
Corrente de Escuro	$I_d$	$\eta A$	25°C	—	90	45,2	43,5	44,3	44,0	45,5	$V_{apd} = V_{br} * 0,9$ , TIA desligado
Fotocorrente de Operação	$I_{op}$	$\mu A$	25°C	7	—	8,2	8,2	8,2	7,8	8,3	$V_{apd} = V_{br} * 0,9$ , TIA desligado - 30 dBm@1490 nm
Ganho	M	—	25°C	—	—	9,2	9,4	9,5	9,3	9,5	$I_{op}/I_o$



### 3.3.1 ESQUEMA ELÉTRICO E PROJETO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

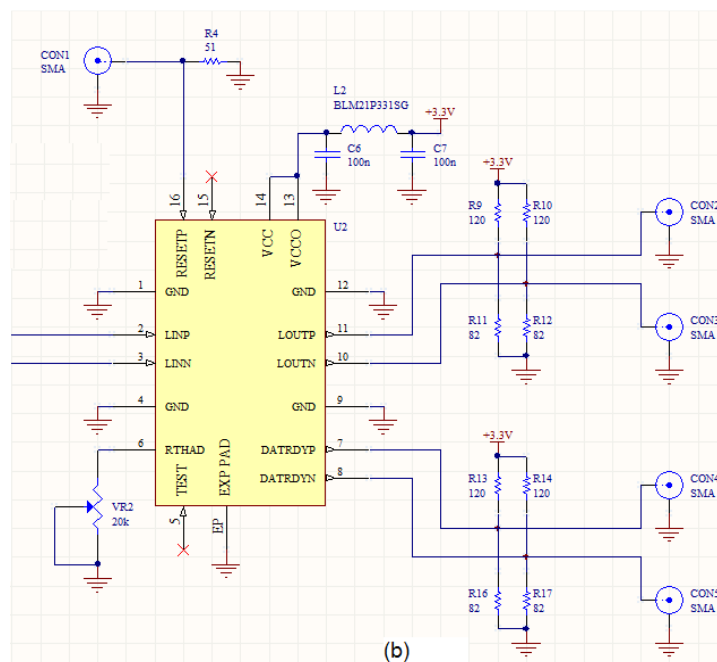
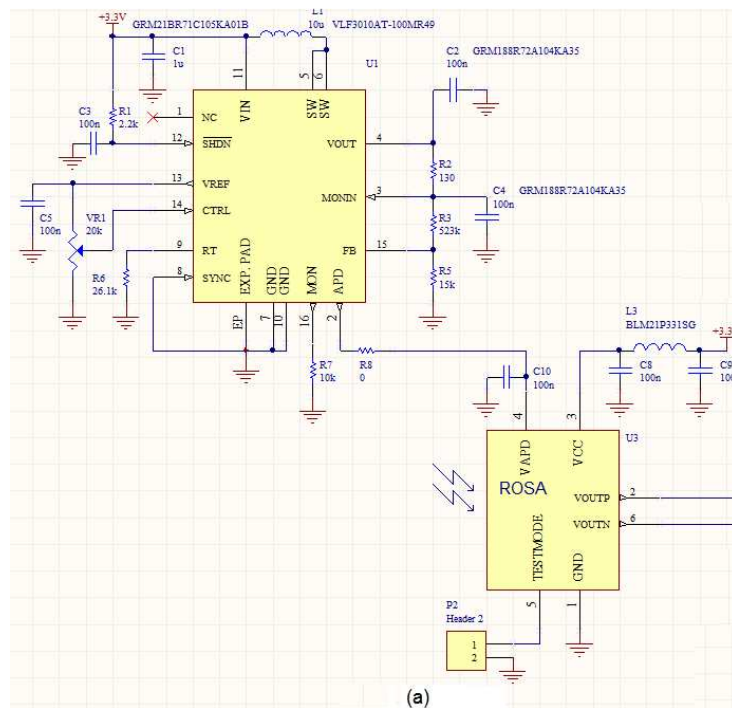
O desenvolvimento do receptor foi iniciado a partir da elaboração do esquema elétrico (diagrama esquemático) da placa, utilizando-se uma ferramenta desenvolvida para automação de projetos eletrônicos, chamada *Altium Designer*. O esquema elétrico é a ligação gráfica entre os símbolos que representam os componentes eletrônicos. Para que todas as conexões e requisitos dos sistemas sejam feitos corretamente, as recomendações das folhas de dados (*datasheets*) têm que ser rigorosamente seguidas. A Fig. 3.11 apresenta o esquema elétrico desenvolvido para o projeto. O projeto apresenta, basicamente, duas interfaces de alta velocidade que correspondem às conexões do TIA com o LIA e do LIA com os conectores SMAs. Esses conectores são usados para fazer a transição do sinal da placa para o equipamento de BERT. Por se tratarem de pares do tipo diferencial de 2,5 Gbit/s, o projeto das ligações entre os componentes teve que considerar as propriedades de linhas de transmissão, com impedância característica de 50 ohms para assegurar a melhor transferência de potência, com minimização da atenuação ou da reflexão do sinal transmitido.

Há também conectores de alimentação de 3,3 V, utilizados para alimentar o TIA e o LIA. Um conversor DC-DC foi necessário para adequar o nível de tensão usado para a polarização do APD. Este conversor possui um potenciômetro ligado ao pino referente ao ajuste da tensão, o que permite controlar o valor da sua tensão de saída, tornando possível alterar a polarização do APD e, conseqüentemente, mudar o valor do ganho conforme gráfico apresentado na Fig. 3.10.

Após a conclusão e revisão do diagrama esquemático, o projeto passou para a fase de elaboração do desenho da placa de circuito impresso, utilizando-se a mesma ferramenta de desenvolvimento da fase de concepção do projeto eletrônico. Para tanto, fez-se necessário fazer a criação e o uso de uma biblioteca de símbolos mecânicos dos componentes da placa. Um estudo de posicionamento destes componentes foi realizado, considerando todos os fatores técnicos, como o menor comprimento de trilhas, área de dissipação térmica e aspectos estéticos. O projeto final não apresentou uma alta densidade de conexões; porém, devido à alta velocidade de propagação do sinal e os cuidados com relação à radiação eletromagnética, a tecnologia de placa multicamada foi empregada. Com o uso desta tecnologia, um roteamento de trilhas pôde ser feito de forma mais simples e controlada.

A placa foi projetada contendo quatro camadas, com espessura final de 0,85 mm e dimensão de 55 mm por 40 mm. A Fig. 3.12 mostra a estrutura adotada para a placa. Esta estrutura apresenta dois planos de alimentação internos para distribuição de tensão e duas faces para acomodar os sinais de alta frequência e de controle. Os cálculos para a determinação da largura das trilhas e o espaçamento entre

elas, com o controle de impedância, foram realizados utilizando um *software* dedicado para esta função. Este programa fornece todas as informações para construção das trilhas a partir de dados como espessura do dielétrico utilizado (FR4) e sua constante dielétrica ( $\epsilon_r = 4,6$ ).



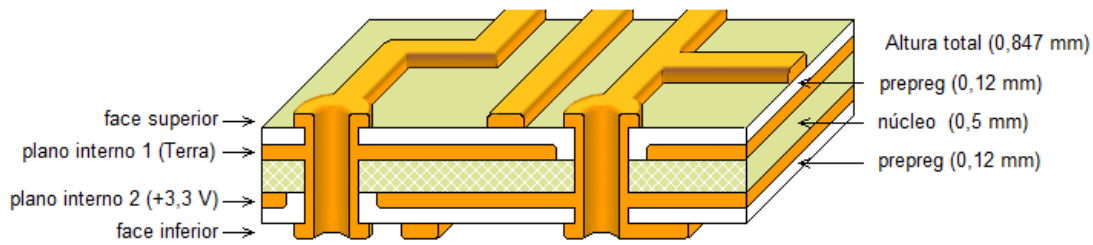


Fig. 3.12 – Estrutura utilizada na construção da placa do BMR.

As trilhas podem ser construídas utilizando-se linhas de fita (*striplines*) ou microfitas (*microstrips*). As microfitas são trilhas de circuito suspensas acima de um plano de alimentação por um material dielétrico de baixa perda; as linhas de fita são trilhas que se encontram entre dois planos de alimentação. A Fig. 3.13 apresenta ambas as estruturas. Para o projeto do receptor, foram utilizadas apenas microfitas, pois esta estrutura apresenta menor perda e atraso. A Fig. 3.14 apresenta a placa do receptor óptico em modo de rajada após o processo de fabricação e montagem dos componentes.

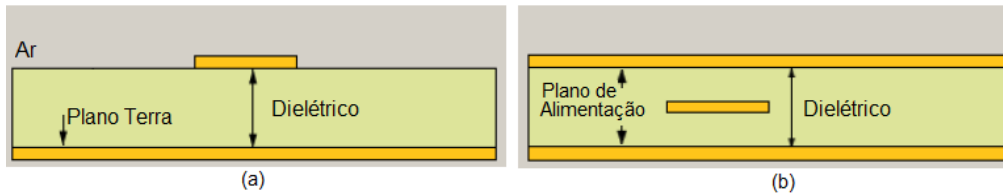


Fig. 3.13 – Trilhas de circuito do tipo (a) microfita e (b) linha de fita.

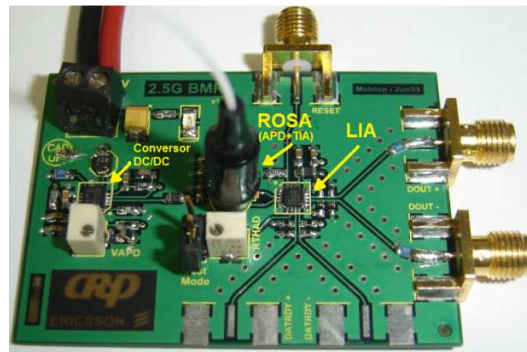


Fig. 3.14 – Protótipo do receptor em modo de rajada.

### 3.4 Simulação e Caracterização Preliminar

Antes de fazer a caracterização e os testes de laboratório do protótipo do receptor desenvolvido, uma caracterização via simulação foi realizada. Para isso, o cenário representado pela Fig. 3.15 foi montado.

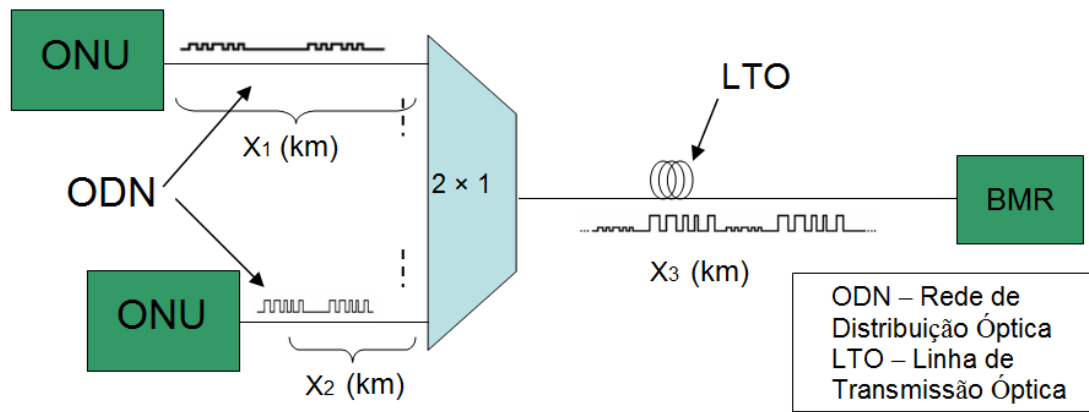


Fig. 3.15 – Cenário utilizado na simulação do desempenho do receptor.

Este cenário constitui-se de duas ONUs, que irão gerar os sinais em modo de rajada, um divisor de feixes do tipo  $2 \times 1$ , que acoplará os sinais ópticos enviados das ONUs, e a representação do receptor desenvolvido.

### 3.4.1 SIMULAÇÕES

O software escolhido para as simulações foi o OptiSystem. Esta ferramenta apresenta um ambiente de desenvolvimento profissional, capaz de realizar simulações de tecnologias PONs emergentes. O ambiente de simulação é robusto, permitindo aos usuários fazer a realização dos projetos desde o seu planejamento até testes, inclusive de enlaces ópticos de camada física.

#### 3.4.1.1 Construção do Ambiente de Simulação

O OptiSystem já apresenta em sua biblioteca alguns componentes básicos com valores padrões, sendo possível fazer modificações dos mesmos para adequação dos parâmetros desejados. O receptor usado na simulação (Fig. 3.16) foi construído utilizando um fotodetector, um TIA, um acoplador AC e um LIA. Os valores e os parâmetros utilizados para estes componentes foram obtidos de seus respectivos *datasheets*, tornando as características desta cadeia de componentes a mais real e semelhante possível à do receptor desenvolvido.

O APD adotado apresenta uma responsividade de 0,9 A/W e um ganho de 9. Este ganho adotado para a simulação será o valor aproximado do ganho utilizado para os testes do receptor. Todos estes valores correspondem aos parâmetros disponíveis em [49]. O valor do ganho do transimpedância foi de 5000 [50] e o parâmetro disponibilizado em [51], e adotado para o LIA, foi a tensão diferencial de saída

correspondente a 700 mV. Estes dados, apresentados resumidamente na Tabela 3.2, configuram os componentes da cadeia montada.

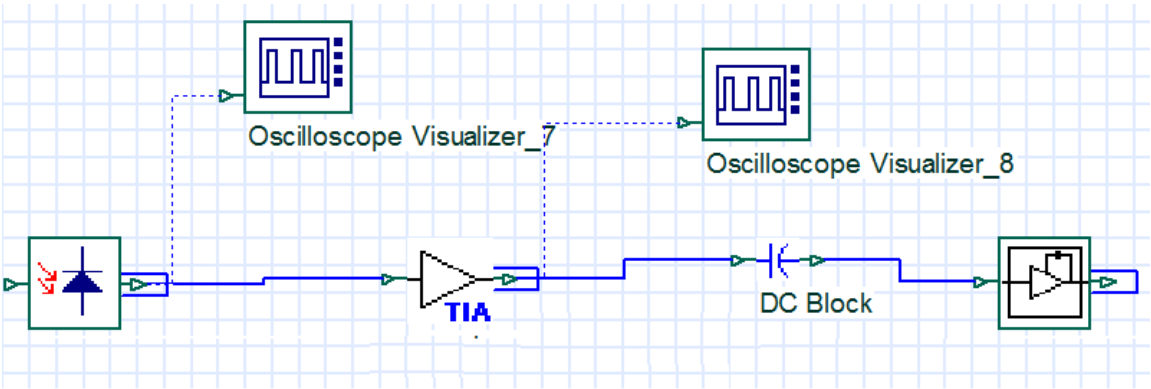


Fig. 3.16 – Receptor operando em modo de rajada criado no OptiSys.

Tabela 3.2 – Parâmetros ajustados para os componentes do receptor.

APD	TIA	LIA
	Ganho = 5000	Ganho = 42 dB
Responsividade = 0,9 A/W	Figura de ruído = 6 dB	Mínima tensão de saída = 0 V
Fator de ionização = 0,9	Densidade de ruído de entrada = $1 \times 10^{-12}$ A/Hz <sup>1/2</sup>	Máxima tensão de saída = 0,70 V
Corrente de escuro = 10 nA		

3.4.1.2 Transmissão em Modo de Rajada

A configuração da transmissão em modo de rajada via simulação gerou a alocação da transmissão de cada ONU em uma janela de tempo específico (*timeslot*), conforme determinado pela norma [28]. A transmissão foi realizada usando dois transmissores juntamente com um divisor óptico, que acopla os dois sinais provenientes das ONUs, conforme apresentado na Fig. 3.17.

A potência do sinal de saída e a razão de extinção de ambas as ONUs foram ajustados em -3 dBm e 10 dB, respectivamente. Estes valores foram obtidos através de medições feitas no laboratório para as placas transmissoras que emularão as ONUs nos testes experimentais.

Na transmissão, utilizou-se uma sequência pseudo-aleatória de bits (PRBS – *pseudo-random bit sequence*) de 2<sup>13</sup>, a uma taxa de 2488,320 Mbit/s. Após todos os parâmetros serem acertados, um pacote de

dados com, aproximadamente, 3276,8 ns foi obtido, sendo este implementado em uma janela de tempo de 1550 ns para simular a ONU1.

Os ajustes feitos para a ONU2 foram os mesmos, com o único diferencial sendo o deslocamento no tempo de seu pacote de 3302,4 ns, referente a 3276,8 ns do pacote transmitido pela ONU1 mais 25,6 ns, referentes aos 64 bits mínimos utilizados para representar o tempo de guarda entre os pacotes. Isto foi realizado para evitar a colisão entre os pacotes transmitidos após serem acoplados e conseguir emular a transmissão em modo de rajada. As Fig. 3.18 (a) e (b) apresentam os sinais gerados pelos transmissores ONU1 e ONU2, sendo estes sinais capturados logo após a sua transmissão e antes de qualquer tipo de atenuação (atenuador, divisor).

A Fig. 3.19 (a) mostra os sinais das duas ONUs já acoplados na mesma janela temporal. Deve-se notar a separação entre os pacotes (tempo de guarda) criados pelas rajadas transmitidas. Uma diferença de 15 dB entre as duas rajadas foi acertada para demonstração, porém, diferentes valores serão usados na caracterização. A Fig. 3.19 (b) mostra, com mais detalhes, o tempo em que cada transição entre os pacotes ocorre.

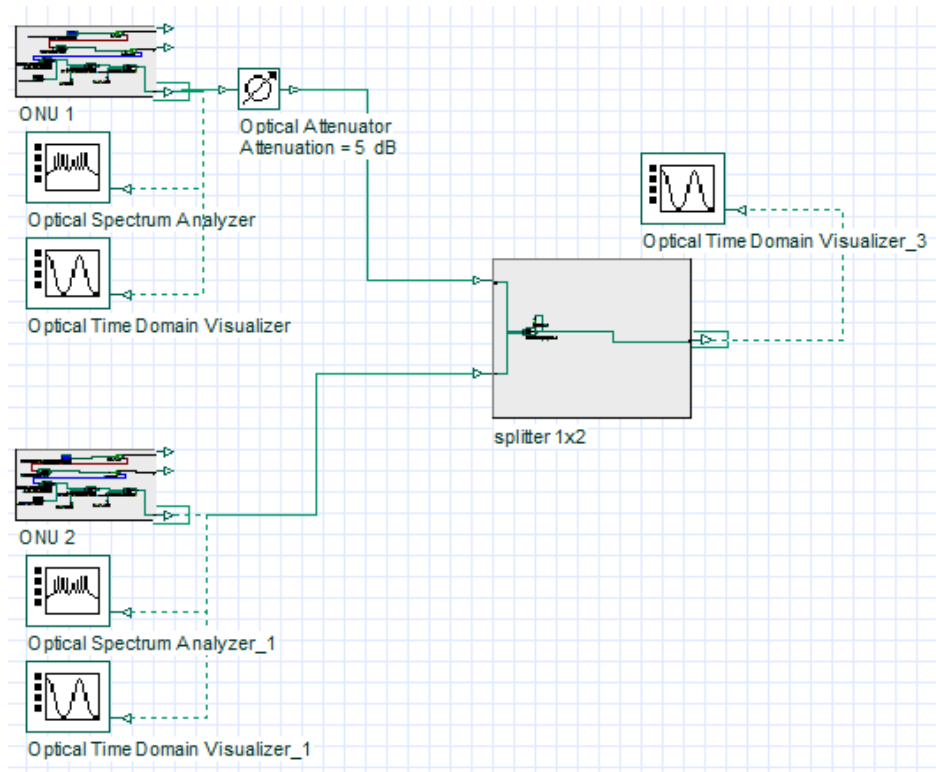


Fig. 3.17 – Esquema de transmissão em modo de rajada de duas ONUs para simulação do desempenho do receptor via o software OptiSys.

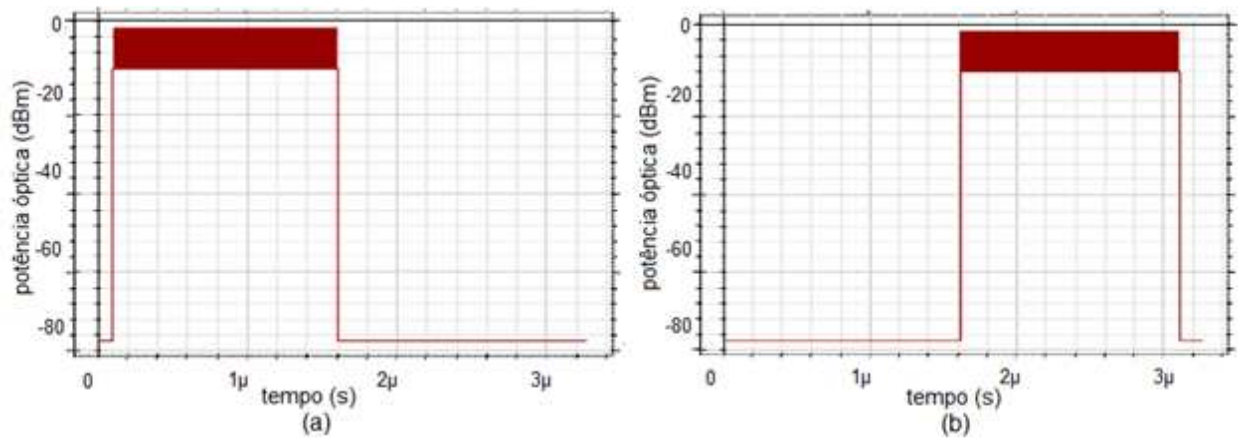


Fig. 3.18 – Janelas de transmissão em rajada para (a) ONU1, com a janela de tempo configurada entre 100 ns e 1600 ns, e (b) ONU2, com a janela de tempo configurada entre 1610 ns e 3110 ns.

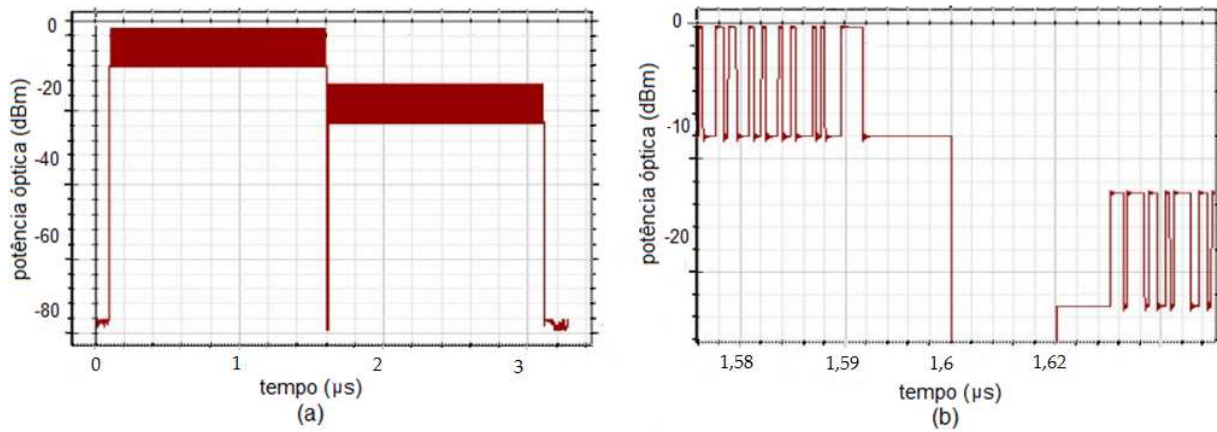


Fig. 3.19 – (a) Transmissão do sinal acoplado proveniente das duas ONUs e (b) diferença de potência de 15 dB entre as duas rajadas.

### 3.4.1.3 Caracterização do Receptor via Simulação

O BMR pode ser sistemicamente caracterizado por meio da taxa de erro de bit, para uma dada potência óptica de entrada. Com isso, obtém-se uma medida da sensibilidade do receptor. Para tanto, alguns cenários de testes foram implementados.

A primeira investigação realizada considera a média das potências ópticas dos pacotes provenientes da ONU1 e ONU2 sendo a mesma até o divisor de feixe, enquanto uma variação no comprimento da LTO foi realizada, resultando em uma atenuação do sinal óptico transmitido (Fig. 3.15). Neste cenário, as potências transmitidas por ambas ONUs foram ajustadas em -3 dBm.

O teste realizado para este cenário foi obtido variando-se a atenuação da LTO em passos de 1 dBm por medição. Isso fez com que um levantamento da resposta do receptor à potência óptica de entrada fosse obtido, como mostrado na Tabela 3.3. Observa-se que o receptor apresentou uma sensibilidade de aproximadamente -34 dBm para uma taxa de erro de  $10^{-9}$ , e uma sensibilidade de -32 dBm para uma taxa de erro de  $10^{-12}$ .

Tabela 3.3 – Medidas de BER versus potência óptica de entrada.

Potência Óptica (dBm)	BER	-log(BER)
-31	1,79E-13	12,74715
-32	1,69E-12	11,77211
-33	6,30E-11	10,20066
-34	1,02E-09	8,9914
-35	3,36E-08	7,473661
-35,5	1,27E-07	6,917215
-36	4,20E-06	5,376751

Este primeiro cenário testado apresentou uma diferença de 0 dB entre os pacotes provenientes das ONUs. Os próximos testes foram realizados com diferença entre as potências das ONU de 5, 10 e 15 dB, representando distâncias diferenciais de 10, 20 e 30 km, respectivamente. Esta diferença de potência entre as rajadas é chamada de razão alto/baixo, (razão *loud/soft*, razão LS ou LS) sendo o alto (*loud*) referenciado ao sinal de maior potência e o baixo (*soft*), menor potência. Esta análise é importante, pois mostrará a eficiência do receptor na detecção de um sinal de menor potência seguido de um sinal de maior potência. Esta resposta de transição entre os pacotes definirá quão eficaz será o receptor em modo de rajada.

O gráfico da Fig. 3.20 mostra a curva de BER dos testes que foram realizados para as diferentes distâncias da LTO e das diferentes potências médias entre os sinais ópticos transmitidos entre as ONUs e o divisor de feixe, sendo estas diferenças 0, 5, 10 e 15 dB. As medidas foram realizadas utilizando os pacotes provenientes da ONU mais distante, que, teoricamente, apresenta os pacotes de menores potências (*soft*), sendo estes pacotes os limitantes do desempenho do sistema. Observa-se no gráfico que, para uma potência óptica de entrada de -34 dBm, apenas os pacotes contendo a razão LS = 0 dB atingem uma BER próxima a  $10^{-9}$ . Para uma potência óptica de entrada de -33 dBm, os pacotes com LS = 0 e 5 dB



apresentam uma BER melhor que  $10^{-10}$ , e os pacotes com  $LS = 10$  e  $15$  dB, uma BER de  $10^{-9}$ . Os sinais transmitidos com a razão  $LS = 10$  e  $15$  dB, apresentaram, praticamente durante todas as medidas, os mesmos valores de BER entre eles, tendo sua medida de BER superior a  $10^{-11}$  para potências ópticas de entrada superiores a  $-31$  dBm. Só foi possível atingir uma BER de  $10^{-12}$  para os pacotes apresentando um  $LS = 0$  dB com uma potência óptica de entrada igual a  $-31$  dBm.

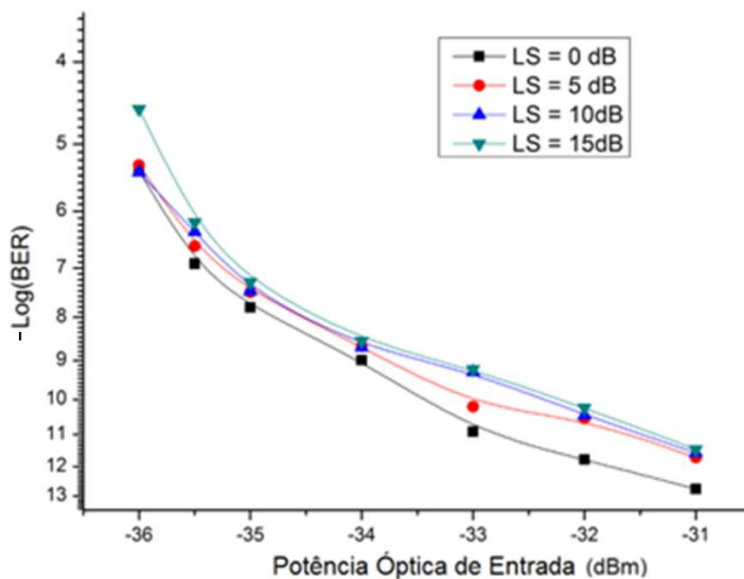


Fig. 3.20 – Curva comparativa de BER versus potência óptica de entrada.

# Capítulo 4

## Testes e Resultados

Este capítulo apresentará a caracterização e os testes do BMR que foi projetado. Para a validação e demonstração do desempenho do receptor, ensaios experimentais foram montados. Os testes feitos tiveram como objetivo demonstrar a transmissão do sinal de subida em modo de rajada operando a 2,5 Gbit/s, a resposta do receptor à recuperação do padrão de dados transmitidos e a medição do alcance dinâmico de operação.

### 4.1 *Cenário de Testes*

Para realizar os testes e a caracterização do BMR, um arranjo experimental precisou ser montado. A Fig. 4.1 apresenta este cenário inicial. Os sinais elétricos usados para modular os transmissores ópticos são provenientes do equipamento Anritsu MP1800. Estes sinais são gerados através de um software integrado, chamado *PON Application* (Fig. 4.2), que é compatível com os padrões PONs necessários para os testes, e transmitidos através de duas interfaces, chamadas PPG1 e PPG2 (*pulse pattern generator*). Este *software* possui todos os parâmetros necessários para ajustes, desde o tempo de guarda necessário para que haja o reinício do TIA, até o ajuste temporal entre os dois pacotes. Estes sinais alimentam duas placas comerciais, que modularão e transmitirão os sinais ópticos baseados nos sinais elétricos aplicados. Estas placas comerciais, aqui chamadas de ONUs, foram desenvolvidas para poder trabalhar com transmissões em modo de rajada ou em modo contínuo. A principal característica de um sinal em modo de rajada é a variação de amplitude entre os sinais e, para se atingir tal variação dos sinais ópticos, dois atenuadores (A1 e A2) foram adicionados. Durante os experimentos, os atenuadores foram ajustados para criar uma diferença de potência óptica entre as ONUs 1 e 2 de 5, 10 e 15 dB. Um divisor de feixes ópticos simétrico

2×1 combinará os dois sinais ópticos liberados pelas ONUs em um único sinal óptico, que será novamente atenuado (atenuador A3) antes de chegar ao BMR. Este atenuador simulará as perdas causadas pelas diferentes distâncias possíveis entre o divisor e a OLT num sistema real. Após o BMR, parte do sinal eletrônico resultante é conectado ao medidor BER e a outra ligada a um analisador de comunicação digital (DCA – *digital communication analyzer*) para visualização e análise dos pacotes de dados.

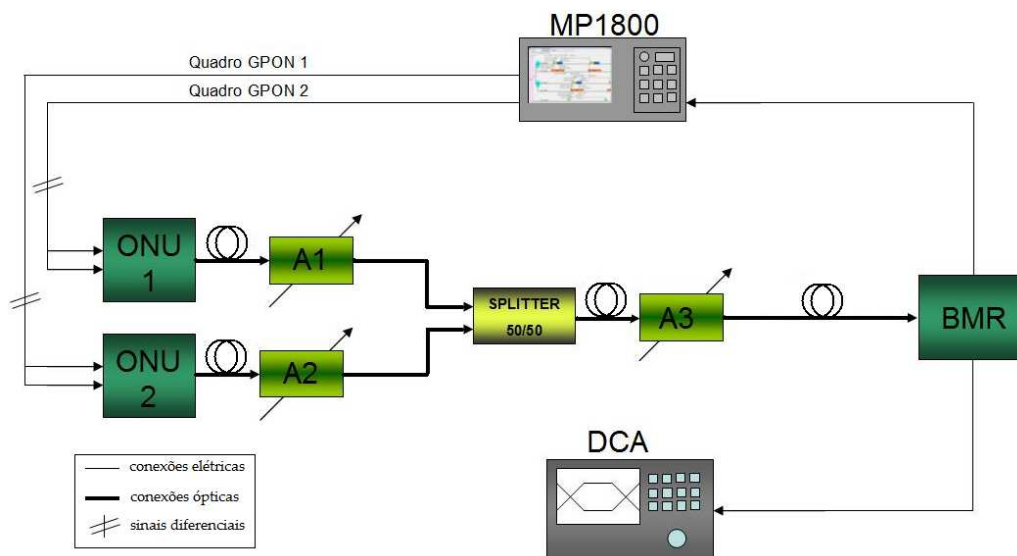


Fig. 4.1 – Arranjo experimental para os testes de desempenho do BMR.

A Fig. 4.2, como já mencionado, apresenta a interface do software presente no MP1800. Na janela apresentada na Fig. 4.2 (a), observa-se a disposição de todos os parâmetros necessários para montar-se a rajada. As caixas chamadas de ONU são as representações gráficas das interfaces PPG1 e PPG2, seguida da representação dos pacotes que serão transmitidos e do tempo de habilitação do transmissor, chamado na figura de *gate*. No canto inferior, tem-se a representação do sinal de reinício (*reset*). A Fig. 4.2 (b) mostra a disposição temporal dos pacotes a serem transmitidos pelas ONUs 1 e 2, ou seja, os sinais (1) e (4), os pulsos (2) e (5) usados para habilitação dos transmissores das ONUs, geralmente contendo o mesmo tamanho do pacote a ser transmitido, e os sinais de reinício (3) e (6). Os sinais usados para habilitação dos transmissores representam uma saída física do equipamento que deve ser ligada à placa da ONU, no pino descrito como habilitador de rajada. Estes sinais habilitarão a saída do transmissor durante a transmissão do pacote, e desabilitarão quando não há pacotes válidos a serem transmitidos, explicando a existência de duas entradas nas representações das ONUs da Fig. 4.1.

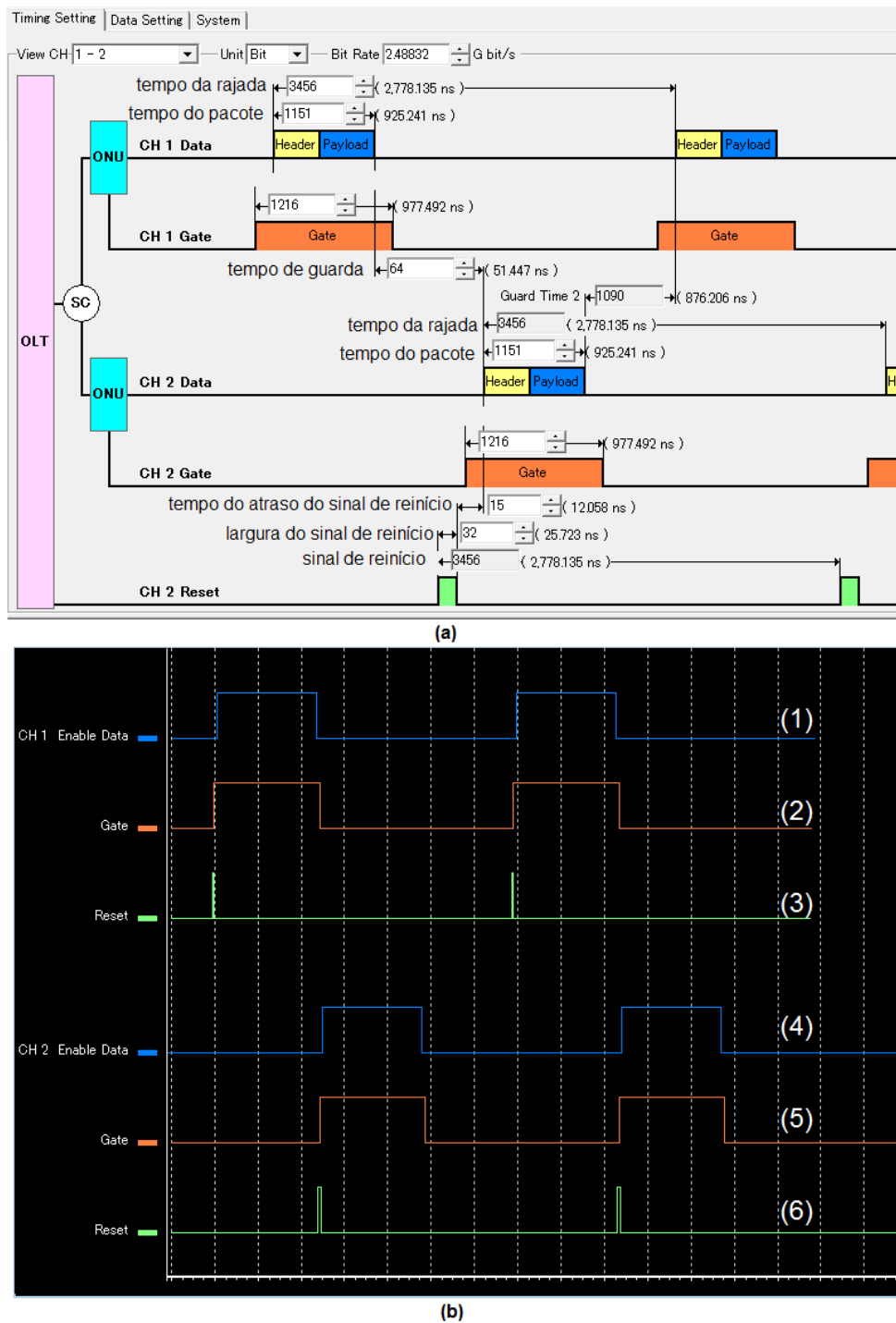


Fig. 4.2 – Quadros capturados do MP1800 durante (a) o ajuste de parâmetros temporais por meio do software PON Application e (b) a visualização dos pacotes configurados no tempo.

Um medidor de BER realiza a contagem de erros comparando os dados recebidos com uma sequência de dados transmitidos. Para os padrões conhecidos, tais como PRBS  $2^7-1$ ,  $2^{10}-1$ , etc., uma

sequência gerada internamente no receptor (correspondente à transmitida) é comparada aos dados recebidos. Para os padrões definidos pelo usuário, os dados de entrada são comparados ao mesmo padrão transmitido armazenado na memória.

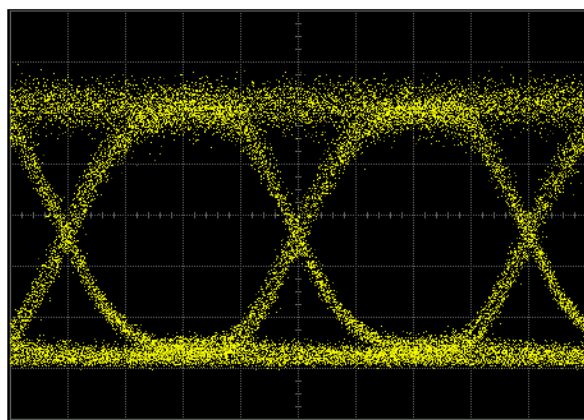
## 4.2 Ativação do Receptor

Para que o BMR seja testado, uma ativação do protótipo foi necessária. Esta ativação é utilizada para determinar o melhor ponto de operação dos componentes, validar o funcionamento correto do circuito e ajustar e medir os valores de tensão e corrente sugeridos pelo fabricante. O primeiro passo realizado na ativação é o da verificação das tensões aplicadas em cada componente. Após as verificações destes parâmetros, o passo seguinte foi à validação do seu funcionamento. Para isso, acertou-se um nível lógico baixo no pino *testmode*, para fazer com que o receptor opere em modo comum, e foi inserido no dispositivo ROSA um sinal óptico contínuo. Por ser apenas uma validação do protótipo, o uso do receptor em modo contínuo se mostrou menos problemático, pelo simples fato da complexidade que envolve a transmissão em modo de rajada.

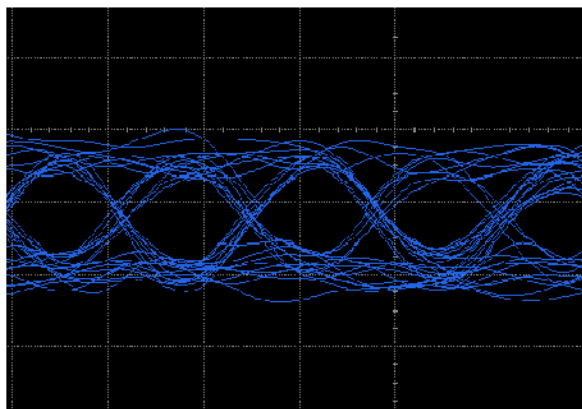
A Fig. 4.3 (a) apresenta a forma de onda do sinal óptico inserido no ROSA. O sinal óptico inserido foi um sinal com um padrão PRBS 2<sup>23</sup>-1, escolhido de forma aleatória e utilizado apenas para validação e ativação dos componentes, ou seja, não possui as características de um sinal GPON discutidas no Capítulo 2. A Fig. 4.3 (b) apresenta o diagrama de olho do sinal elétrico na saída do TIA, logo após a conversão óptico-elétrica. Este sinal ainda não apresenta níveis lógicos aceitáveis.

A saída do TIA foi, então, acoplada à entrada do LIA. Como visto, o LIA amplificará novamente o sinal de entrada e o formatará, disponibilizando, em sua saída, um sinal elétrico com os pacotes apresentando os mesmos níveis lógicos independente das amplitudes dos pacotes de entrada.

A Fig. 4.4 mostra o sinal de saída proveniente do LIA, para o mesmo sinal óptico de entrada apresentado na Fig. 4.3. Como pode ser observado, este sinal já apresenta a formatação e a amplificação necessárias para ser considerado um sinal válido em circuitos digitais.



(a)



(b)

Fig. 4.3 – Validação do BMR, utilizando-se um (a) sinal óptico de -28 dBm aplicado a sua entrada e (b) sinal elétrico na saída do TIA.

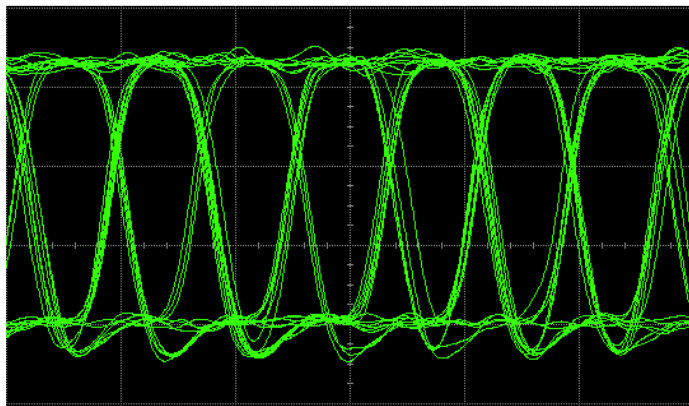


Fig. 4.4 – Sinal elétrico na saída do LIA para -28 dBm de potência óptica de entrada óptica.

4.3 Quadro GPON

A Fig. 4.5 mostra a estrutura do quadro GPON adotado para a programação do MP1800. O quadro programado complementa todos os requisitos impostos pela ITU, sendo eles: tempo de guarda, tempo de preâmbulo e tempo de delimitador, seguido pela carga útil. O tempo de guarda é reservado para que o sinal de reinício seja aplicado no circuito AOC; o preâmbulo é uma sequência padrão com uma alta densidade de transições, usada para fazer uma recuperação rápida de nível e relógio no receptor; o delimitador é usado para acomodar uma sequência de bits que indicará para o processador da OLT o início da carga útil; e a carga útil propriamente dita, representada por uma sequência de sinais aleatórios.

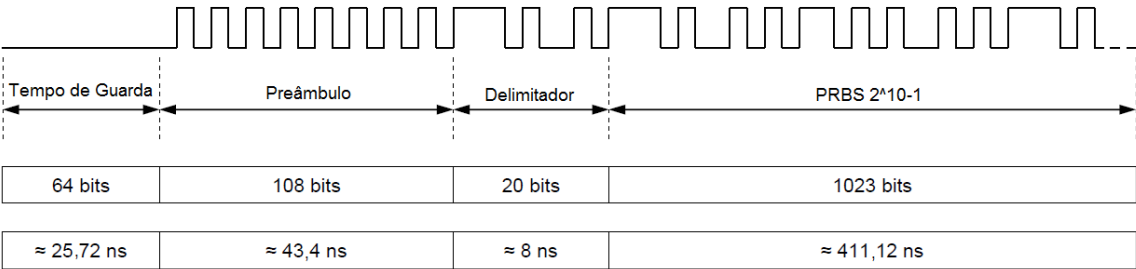


Fig. 4.5 – Quadro GPON adotado.

O padrão de preâmbulo adotado foi uma sequência de 108 bits contendo 0011, sugerido pelo fabricante. Já o padrão do delimitador continha dados especiais, que permitia uma ótima condição de auto-correlação durante o processo em que a OLT procura pelo início da rajada [52]. A Fig. 4.6 mostra o quadro GPON implementado no BERT. Esta janela apresenta os parâmetros de pacote discutidos acima, com exceção do tempo de guarda, o tempo entre os pacotes transmitidos, que, na Fig. 4.2 (a), foi definido como de 64 bits.

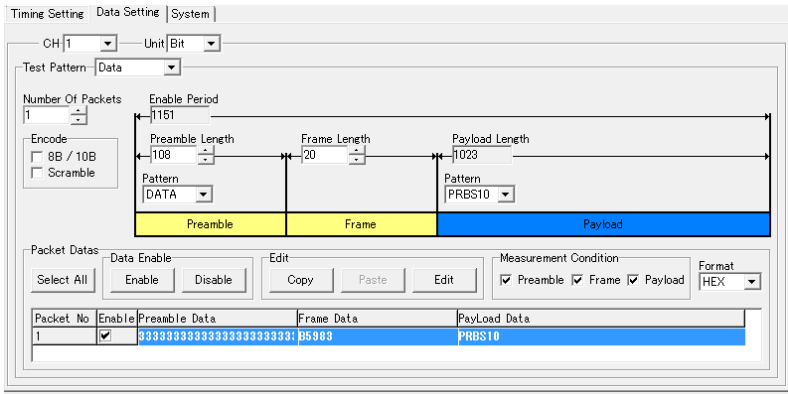


Fig. 4.6 – Quadro GPON programado no BERT.

#### 4.4 Caracterização do BMR

Utilizando-se como referência o cenário apresentado em Fig. 4.1, o receptor foi caracterizado em modo contínuo e em modo de rajada. Para o caso do receptor operando em modo contínuo, o circuito AOC não é utilizado, eliminando-se o impacto e os possíveis problemas que este circuito adaptativo pode causar. Logo, as medições realizadas para o modo contínuo devem ser utilizadas como referência do melhor caso de sensibilidade possível, já que não haverá interferência do tempo de resposta do circuito AOC para as diferentes potências ópticas dos pacotes recebidos.

Para esta caracterização, utilizou-se o sinal óptico proveniente de apenas uma das ONUs, contendo um padrão PRBS  $2^{31}-1$ . Este sinal foi atenuado em um passos de 1 dB, gerando a curva da BER medida mostrada na Fig. 4.7. Observa-se que, para uma potência óptica de -36 dBm, a taxa de erro está em torno de  $10^{-6}$ , considerando-se uma transmissão livre de erro a partir de uma potência óptica de entrada da ordem de -30 dBm.

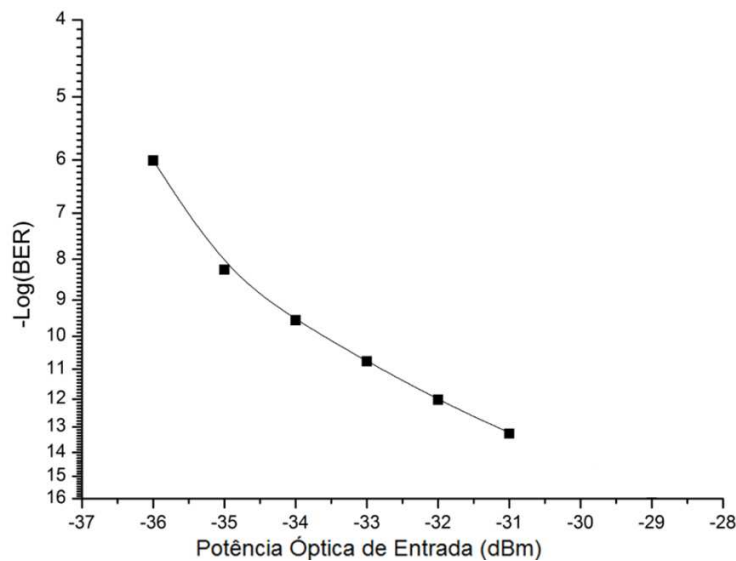


Fig. 4.7 – Gráfico BER do receptor operando em modo contínuo.

A caracterização do receptor operando em modo de rajada simula uma situação realística de GPON. Para isso, foi necessário utilizar os sinais das duas ONUs. Por ser uma caracterização prévia do receptor, nesta primeira análise, os sinais enviados não apresentavam variação em amplitude. Como comentando anteriormente, o receptor necessita de um sinal de reinício para ajustar a função AOC presente no TIA. Este sinal é gerado também pelo MP1800 através do *software* integrado, e deverá ser ajustado no tempo a fim de ser enviado apenas no final de cada pacote. A Fig. 4.8 mostra os sinais ópticos



após o divisor óptico e o sinal de inicialização que será inserido no BMR. Como mostrado na figura, o sinal de inicialização é sempre enviado ao BMR durante o tempo de guarda, ou seja, sempre ao término de cada pacote.

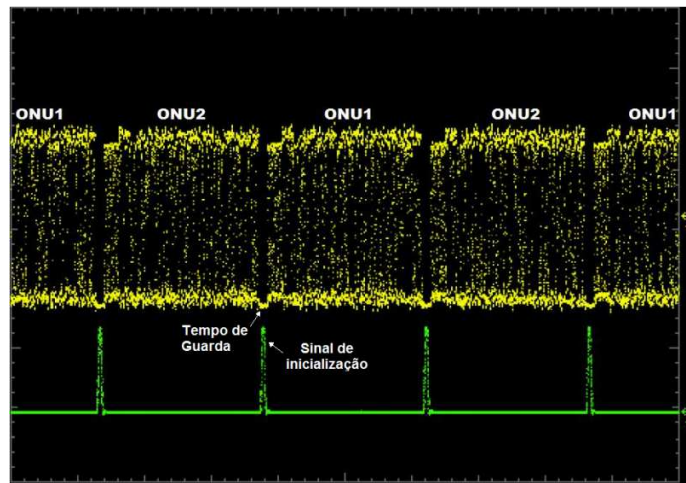


Fig. 4.8 – Sinais ópticos de ambas ONUs, juntamente com o sinal de inicialização acionado a fim de pacote, para uma situação onde as potências ópticas médias dos pacotes são iguais.

O sinal óptico e o sinal de inicialização foram acoplados ao BMR. Ele, por sua vez, após detecção e tratamento do sinal, liberou em suas saídas os sinais elétricos referente aos sinais aplicados. Uma saída elétrica foi usada para a medição da taxa de erro, e a outra, para a análise visual via DCA. O gráfico apresentado na Fig. 4.9 mostra a resposta do receptor a um sinal operando em modo de rajada, para um mesmo nível médio de potência dos pacotes das duas ONUs (razão *loud/soft*, definida no Capítulo 3, igual a zero, ou seja,  $LS = 0$  dB). Nesse mesmo gráfico, encontram-se também os resultados de simulação para o mesmo cenário, obtidos via o *software* OptiSys. Observa-se que os resultados experimentais e de simulação mostram boa concordância, apresentando resultados similares para todas as potências ópticas de entrada. Uma BER igual a  $10^{-9}$  pode ser conseguida quando aplicada à potência óptica de -34 dBm, e uma BER superior a  $10^{-12}$ , aplicando à potência óptica de entrada superior a -32 dBm. Nota-se também que, mesmo para o caso onde a razão  $LS = 0$  dB, ou seja, o melhor caso para o receptor operando em modo de rajada, o receptor em modo contínuo apresenta um resultado ligeiramente melhor, se comparado com os testes realizados em laboratório e em simulação. Uma comparação mais detalhada será realizada na Sessão 4.5, quando uma caracterização completa, contendo diferentes razões  $LS$ , será realizada.

Vários fatores podem influenciar no desempenho do receptor, como tempo de guarda, tamanho do pacote, pulso de reinício, entre outros. A norma ITU-T apresenta requisitos bem específicos e restritos para que haja um bom desempenho dos sistemas.

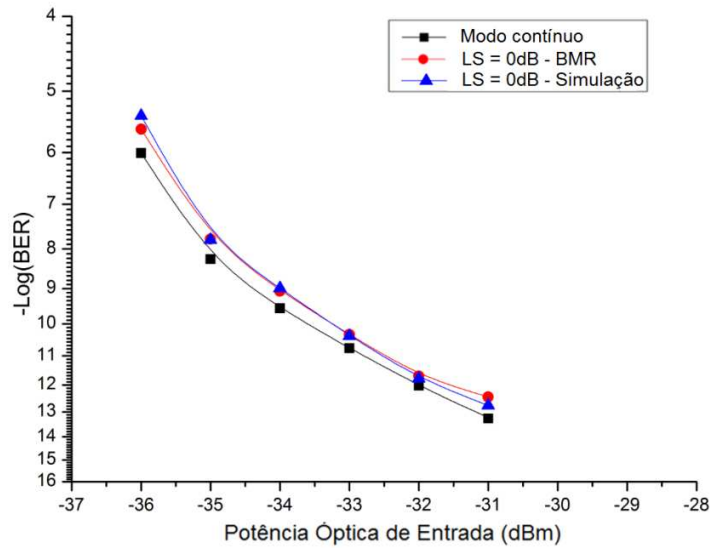


Fig. 4.9 – Curvas experimentais e de simulação da BER para operação em modo de rajada (LS = 0 dB).

#### 4.4.1 SINAL DE REINÍCIO

O sinal usado para reinicializar o AOC tem um papel muito importante no desempenho do receptor. Caso ele seja mal posicionado no tempo, problemas relacionados à detecção e tratamento dos pacotes ocorrerão. As imagens presentes na Fig. 4.10 mostram os efeitos de uma inicialização mal posicionada. Na Fig. 4.10 (a), o sinal está presente antes do pacote de dados ter sido finalizado. Este caso faz com que o receptor descarte o valor do nível do limiar durante o pacote, contabilizando erros. Já na Fig. 4.10 (b), o sinal está presente após ter começado o pacote, fazendo com que os bits de préâmbulos sejam perdidos e a sincronização comprometida.

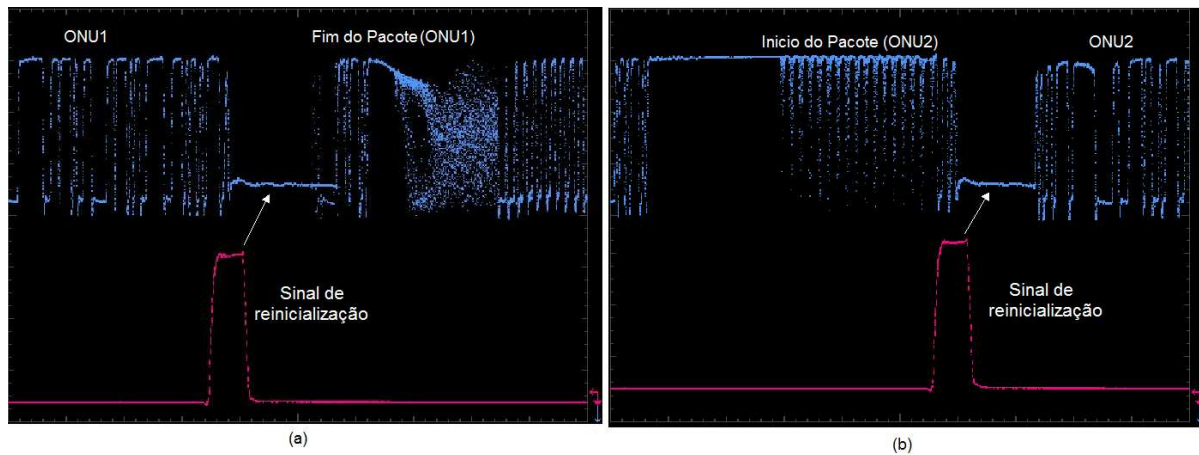


Fig. 4.10 – Sinais de saída do BMR, mostrando a posição do sinal de inicialização (a) antes do fim do pacote e (b) após início do pacote.

#### 4.4.2 RAZÃO DE VARIAÇÃO DE AMPLITUDE ENTRE PACOTES

A razão de variação de amplitude entre os pacotes ópticos transmitidos, a *loud/soft ratio* (LS), foi definida no Capítulo 3 como sendo a razão entre as amplitudes do pacote mais forte (maior potência) e do pacote mais fraco (menor potência). Esta razão, normalmente expressa em decibéis, ilustra a diferença entre as potências ópticas de ONUs distintas, que pode ser acoplada ao receptor. O pior cenário possível para o receptor é quando um pacote de maior potência fica alternando com um pacote de menor potência continuamente, ao mesmo tempo em que os valores de tempo de preâmbulo e de tempo de guarda são ajustados para serem os mínimos toleráveis. Esta situação faz com que o receptor tenha que se adaptar rapidamente à variação abrupta de amplitude, a fim de atingir os requisitos impostos pelas normas. A Fig. 4.11 mostra o sinal óptico na entrada do BMR contendo uma razão LS de 10 dB entre os pacotes. Um sistema XG-PON deve manter a qualidade de recepção para uma razão de até 15 dB entre os pacotes [53].

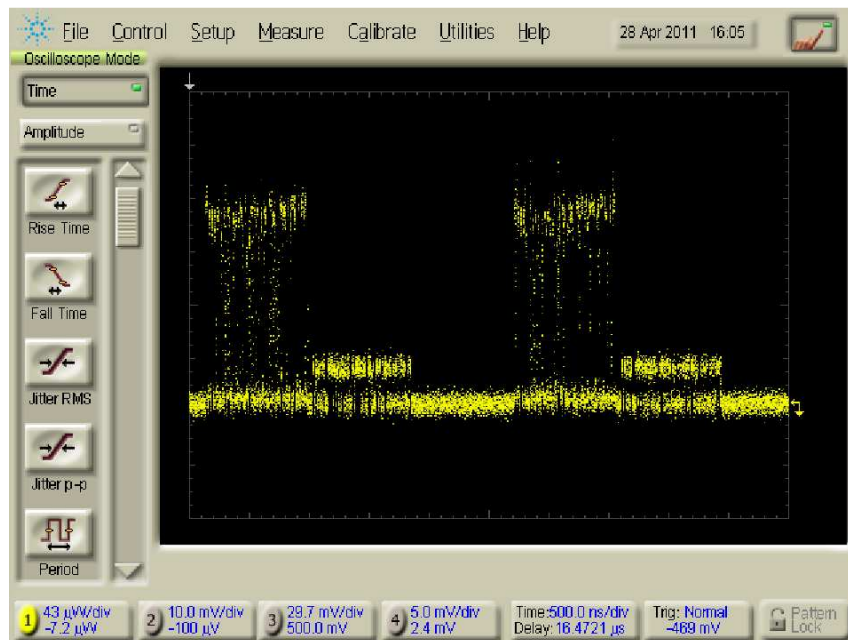


Fig. 4.11 – Tela do DCA exemplificando uma situação de transmissão em modo de rajada onde o BMR recebe pacotes com uma LS de 10 dB.

#### 4.4.3 AJUSTE ÓTIMO DO APD

Para o APD, há uma relação de compromisso quando ajustado o ganho de avalanche; um alto ganho de avalanche resulta em uma melhor sensibilidade do receptor, enquanto um menor ganho melhora a faixa dinâmica. De acordo com os testes feitos no laboratório, o melhor valor para o ganho do APD está em torno de  $M = 9,5$ . Este valor adotado é suficiente para obter uma boa sensibilidade do

receptor e uma boa faixa dinâmica. Os resultados obtidos nos testes realizados estão representados na Fig. 4.12. Nota-se que quanto maior o valor do fator  $M$  do APD, melhor será o seu desempenho. Entretanto, ao ajustar o valor deste fator maior que 10, o APD acaba tendo uma saturação a sinais de maior potência, o que restringe e limita o sistema onde este receptor será empregado.

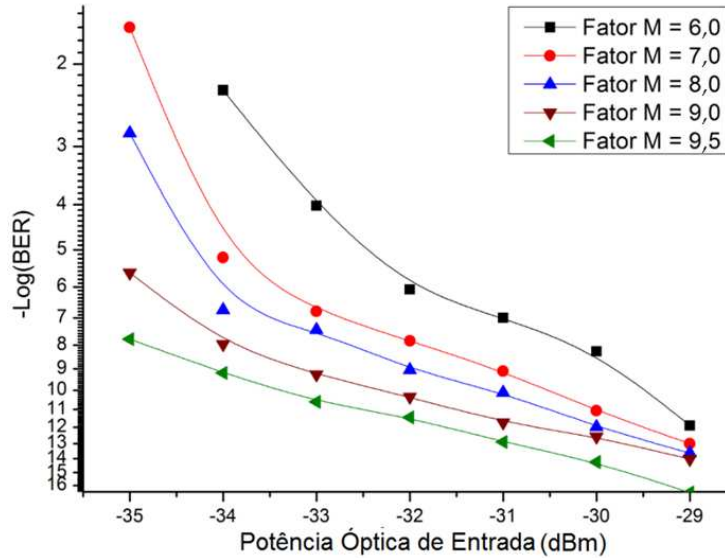


Fig. 4.12 – BER em função da potência de entrada do BMR com APD, tendo os valores de fator de ganho  $M$  como parâmetro, para pacotes com  $LS = 0$  dB.

## 4.5 Testes e Cenários

Utilizando-se, novamente, o aparato experimental representado pela Fig. 4.1 e ajustando todos os parâmetros necessários para o bom funcionamento do receptor, uma caracterização mais detalhada do mesmo foi realizada. Os resultados apresentados na Tabela 4.1 mostram a BER medida em função da variação da potência total de entrada e foram obtidos para diferentes valores da razão  $LS$  dos pacotes. Os valores de  $LS$  adotados foram de 0, 5, 10 e 15 dB, para uma faixa de potência óptica de entrada indo de -37 a -32 dBm.

Como foi mencionado anteriormente, é justamente o fato da existência da razão  $LS$  dos pacotes transmitidos que distingue um receptor operando em modo de rajada de um receptor operando em modo contínuo. Esta razão representa situações onde há um descasamento entre as potências de saída de diferentes ONUs e/ou as diferentes distâncias que as ONUs podem estar de uma dada OLT. A Fig. 4.13 (a) apresenta as curvas de BER dos resultados realizados para o receptor em modo de rajada feito em laboratório e em simulação, juntamente com a curva levantada para o mesmo em modo contínuo.

Observa-se que, quando aplicado a potência óptica de -34 dBm, apenas o receptor em modo contínuo e o protótipo testado em laboratório apresentam uma BER igual ou inferior a  $10^{-9}$ , já o receptor simulado apresentou este mesmo valor de BER para a potência óptica de -33,5 dBm. Na Fig. 4.13 (b), onde o mesmo estudo foi realizado para uma razão LS = 10 dB, nota-se que os resultados realizados no laboratório e via *software* apresentam uma melhor harmonia, pois mostram para ambos os testes valores muito próximos. Uma BER melhor que  $10^{-9}$  é obtida para todas as curvas quando aplicada a potência óptica de -33 dBm, com o sistema livre de erros para as potências ópticas superiores a -29 dBm. Os testes praticados para LS = 15 dB, presentes na Fig. 4.13 (c), mostram uma ótima concordância os resultados de simulação e laboratório, especialmente para as potências ópticas de entrada entre -34 e -32 dBm, obtendo-se valores de BERs de  $10^{-8}$  e  $10^{-10}$ , respectivamente. Como comentado diversas vezes, quanto maior a razão LS entre os pacotes, menor será a eficiência do receptor. Comparando o melhor caso de razão LS do receptor, LS = 0 dB, com este último caso comentado, LS = 15 dB, observa-se que o sistema apresenta uma BER igual ou superior a  $10^{-9}$  para uma potência igual a -34 dBm, no melhor caso, e a mesma BER para uma potência óptica de -33 dBm, para o pior caso. Esta análise apresenta também uma BER de  $10^{-12}$  para a potência óptica superior a -32 dBm para LS = 0 dB, e para a potência óptica superior a -30 dBm, para LS = 15 dB. Estes valores satisfazem o mínimo de sensibilidade para um receptor operando em um sistema XG-PON, de acordo com [53].

Tabela 4.1 – BER como uma função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro.

Potência Óptica (dBm)	BER			
	LS = 0 dB	LS = 5 dB	LS = 10 dB	LS = 15 dB
-37	1,69E-04	0,00599	—	—
-36,5	2,44E-05	0,00206	0,00348	0,00485
-36	2,53E-06	1,26E-05	2,34E-05	0,00236
-35,5	1,35E-07	3,27E-07	3,37E-06	4,20E-05
-35	1,70E-08	4,88E-08	5,08E-08	9,50E-08
-34	8,56E-10	9,45E-10	9,70E-10	2,75E-09
-33	4,76E-11	3,44E-10	4,55E-10	6,10E-10
-32	2,07E-12	4,42E-11	5,24E-11	5,26E-11
-31	3,71E-13	5,28E-12	6,28E-12	8,71E-12
-30	—	3,20E-13	3,90E-13	8,50E-13

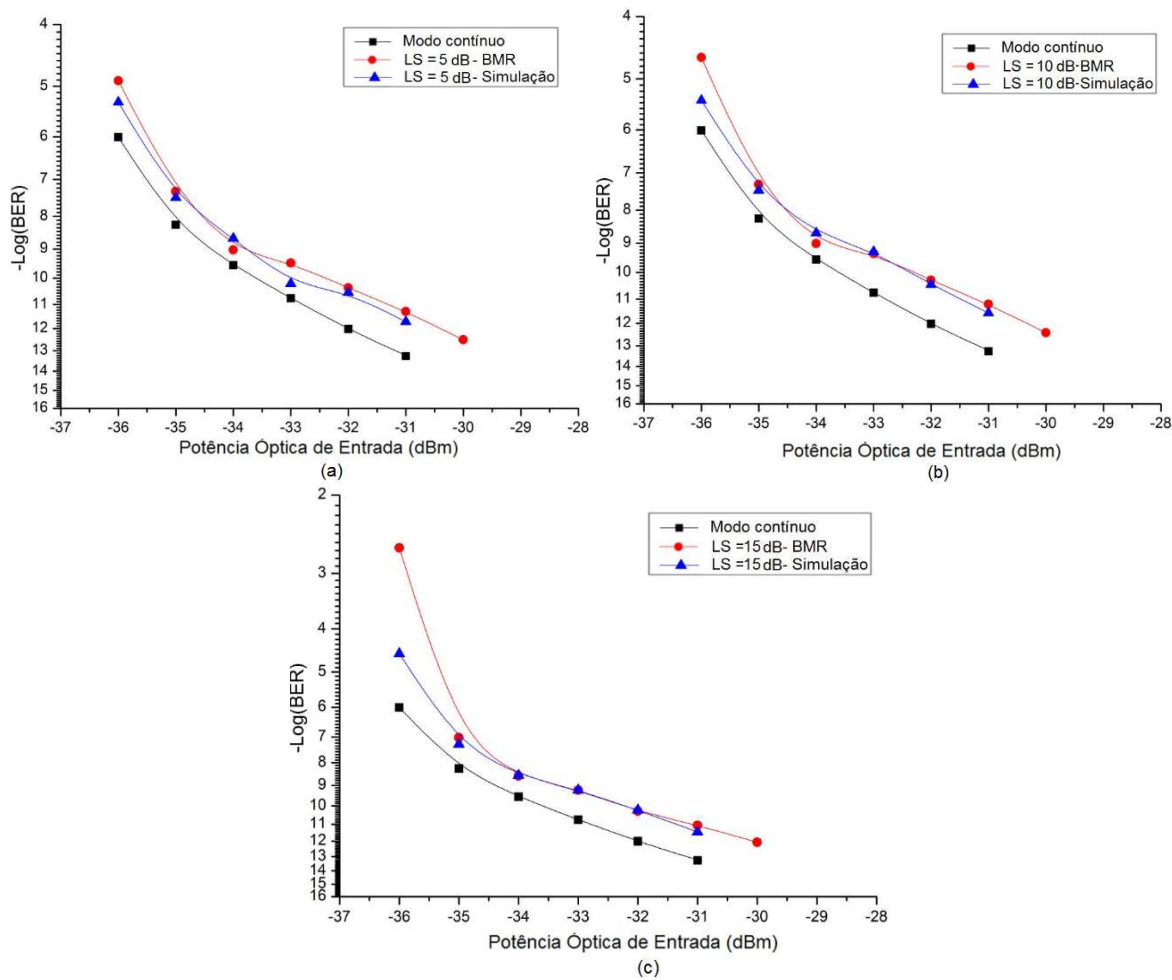


Fig. 4.13 – Comparação da medida de BER em função da potência óptica de entrada do BMR dos resultados obtidos em simulação, em laboratório e em modo contínuo: (a) para LS = 5 dB, (b) para LS = 10 dB e (c) para LS = 15 dB.

Para fins ilustrativos, o gráfico da Fig. 4.14 mostra os resultados comparativos obtidos para o mesmo receptor, quando este opera em 1,244 Gbit/s e em 2,488 Gbit/s. Os sinais usados para os testes foram os mesmos em ambos os casos, com quadros semelhantes aos da Fig. 4.5, e assumindo uma razão LS = 15 dB. Observa-se que, com uma menor frequência, o BMR apresenta um desempenho melhor, devido ao tempo usado para recuperação do sinal pelo receptor ser duas vezes maior. Nota-se também que para uma BER de, aproximadamente,  $10^{-9}$  tem-se a potência óptica de -34 dBm para o receptor operando em 1,25 Gbit/s, e -33 dBm, para taxa de 2,5 Gbit/s. Estes resultados vão se distanciando à medida que a potência óptica aplicada aumenta, sendo uma BER de  $10^{-11}$  alcançada para a potência óptica de -33 dBm, para o receptor à 1,25 Gbit/s, e a mesma medida de BER é conseguida para a potência óptica de -31 dBm, à taxa de 2,5 Gbit/s.

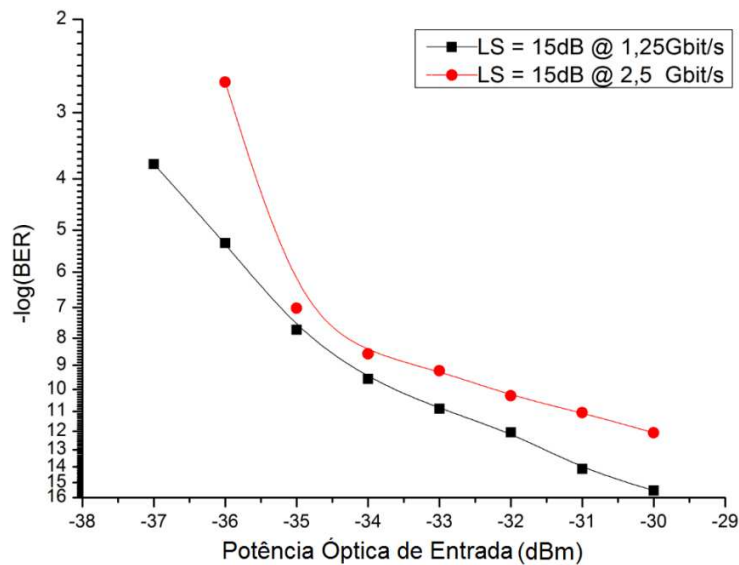


Fig. 4.14 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR operando em 1,25 e 2,5 Gbit/s.

#### 4.5.1 CENÁRIO 1

Para realizar medições mais próximas aos cenários reais, algumas variações foram introduzidas na representação experimental da Fig. 4.1. A primeira mudança realizada foi inserir, junto ao atenuador (A3), presente após o divisor óptico, rolos de fibras. Este estudo foi realizado para avaliar o desempenho do receptor quando efeitos intrínsecos da fibra estão presentes, apesar de se saber que estes efeitos não são críticos para a janela óptica adotada (banda O). Estes efeitos variam desde atenuação do sinal na fibra (aproximadamente 0,5 dB/km), dispersão cromática (0 ps/km/nm) e dispersão do modo de polarização (PMD – *polarization mode dispersion*) (0,5 ps/√km) [54].

Dentro deste cenário, vários sub-cenários foram arranjados. O primeiro teste realizado apresentou um rolo de fibra contendo 20 km em série com o atenuador A3. O atenuador foi novamente usado para fazer a varredura de potência óptica de entrada para que a medida da taxa de erro fosse realizada. Após isso, mais um rolo de 20 km de fibra foi inserido no sistema e os testes foram novamente realizados para obter as novas medidas de BER. Todos os testes foram realizados assumindo-se 0, 5, 10 e 15 dB de razão LS. O gráfico da Fig. 4.15 mostra o desempenho do receptor para a situação onde um rolo de fibra de 20 km foi introduzido; já a Tabela 4.2 apresenta os valores para o cenário com a adição de 40 km ao enlace. Na Fig. 4.15, observa-se que a resposta do receptor para o misto entre rolo de fibra e atenuador foi parecido com o cenário contendo apenas atenuadores, onde uma BER de, aproximadamente,  $10^{-12}$  foi atingida para uma potência óptica de entrada acima de -31 dBm. Por causa dos transmissores usados apenas disponibilizarem uma potência óptica de saída de aproximadamente -6,5 dBm, o sistema ficou



limitado para medições com potências maiores que -34 dBm, quando utilizado um LS = 10 dB. A mesma limitação aconteceu ao ser introduzido o segundo rolo de 20 km de fibra. Os testes para este último caso foram realizados apenas para as potências ópticas possíveis, com os resultados mostrados na Tabela 4.2.

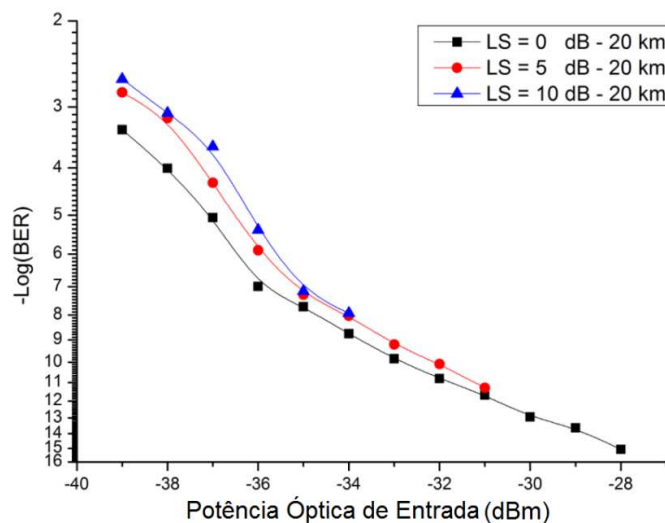


Fig. 4.15 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro e a inclusão de um rolo de fibra de 20 km no enlace.

Tabela 4.2 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro e a inclusão de dois rolos de fibra de 20 km no enlace.

Potência Óptica (dBm)	BER	
	LS = 0 dB	LS = 5 dB
-39	0,0102	0,0623
-38	4,16E-04	0,00322
-37	5,72E-05	7,05E-04
-36	6,14E-07	1,37E-05
-35	1,28E-08	8,87E-08
-34	4,35E-09	
-33	6,02E-10	
-32	4,47E-11	
-31	5,09E-12	
-30	8,84E-13	

#### 4.5.2 CENÁRIO 2

Testes foram também conduzidos para pacotes de diferentes tamanhos e características. Para estes testes, o cenário descrito pela Fig. 4.1 foi novamente utilizado. As primeiras medições foram realizadas ajustando diferentes tamanhos de pacotes. As rajadas, que antes continham 1215 bits de tamanho, Fig. 4.5,



passaram a apresentar tamanhos de  $8,388 \times 10^6$  e  $2,1475 \times 10^9$  bits, representando cargas úteis de  $2^{15}-1$  e  $2^{23}-1$  bits, respectivamente. Todos os outros parâmetros do pacote, tais como tempo de guarda, tamanho do preâmbulo e delimitador, foram mantidos. Após isso, como uma segunda situação de teste, o tamanho do pacote que representa a ONU1 foi mantido em 1215 bits no transmissor, com os diferentes tamanhos de pacotes descritos acima sendo utilizados para o transmissor da ONU2. Todas as medições foram realizadas com os dados advindos da ONU2. A Fig. 4.16 representa os cenários descritos acima. A representação (1) mostra o tamanho dos pacotes que vem sendo adotado até o momento. Os sinais (2) e (3) apresentam as variações de tamanho dos pacotes medidos, com o último cenário testado (4), apresentando a variação de tamanho entre os pacotes medidos.

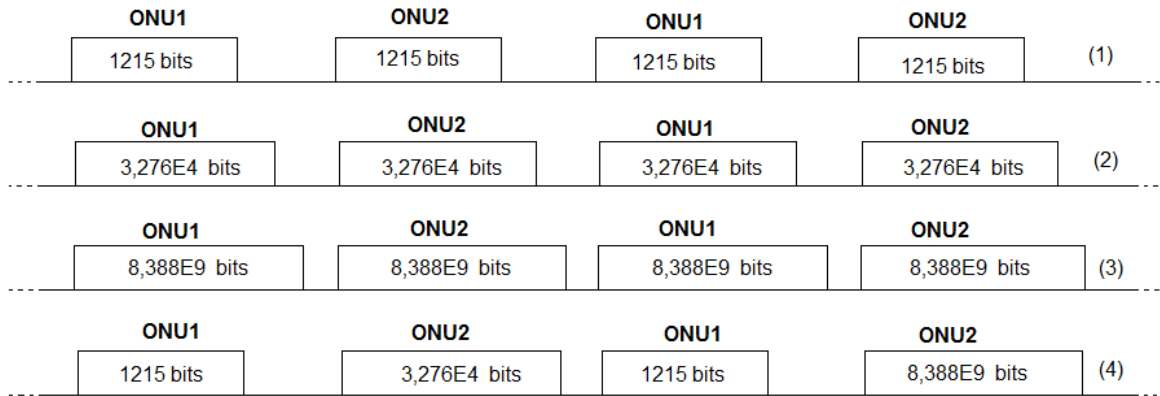


Fig. 4.16 – Representação da variação do tamanho das rajadas utilizados nos testes.

A Fig. 4.17 apresenta as medidas de BER realizadas para o caso representado pela situação (4), sendo os resultados para os casos (2) e (3) apresentados em forma da Tabela 4.3. Observa-se na Fig. 4.17 que, devido ao chaveamento do ajuste do circuito de AOC para os diferentes tamanhos de pacotes, a sensibilidade do receptor piorou se comparado aos resultados obtidos para pacotes contendo os mesmos tamanhos, apresentando uma BER de  $10^{-12}$  para uma potência óptica de entrada de -29 dBm,. Além disso, outra razão para esta degradação é a probabilidade de longas sequências de bits “0” ou “1” gerados pelo equipamento MP1800A utilizado para os testes. Estas longas sequências tornam o receptor mais susceptível a erros, como comentado no Capítulo 2. Apesar desta degradação nos resultados com diferentes tamanhos de pacotes, o receptor ainda apresentou um desempenho aceitável para seu uso em GPON e XG-PON, conforme definido em [42,55].

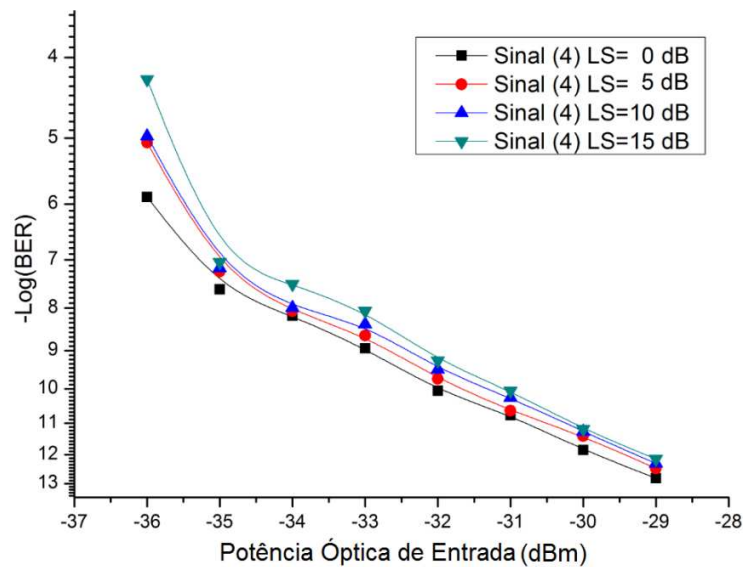


Fig. 4.17 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro e considerando-se pacotes de ONUs com tamanhos diferentes.

Tabela 4.3 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo a razão LS como parâmetro e considerando-se pacotes representados pelas situações (2) e (3).

Potência Óptica (dBm)	BER situação (2)				BER situação (3)			
	LS = 0 dB	LS = 5 dB	LS = 10dB	LS = 15 dB	LS = 0 dB	LS = 5 dB	LS = 10 dB	LS = 15 dB
-37	5,62E-04	8,56E-03	—	—	8,22E-03	1,26E-02	—	—
-36	1,02E-05	3,25E-05	5,34E-05	0,00545	1,02E-05	4,42E-05	7,55E-05	0,00854
-35	4,55E-08	6,32E-08	8,58E-08	1,22E-07	3,28E-07	4,25E-07	6,58E-08	4,56E-07
-34	1,98E-09	4,21E-09	6,41E-09	8,33E-09	1,52E-08	3,25E-08	5,24E-08	8,51E-08
-33	7,36E-11	1,55E-10	3,89E-10	8,10E-10	9,89E-10	2,65E-09	4,59E-09	7,98E-09
-32	5,33E-12	8,67E-12	5,98E-11	7,65E-11	1,25E-10	3,22E-10	4,21E-10	7,25E-10
-31	4,33E-13	6,87E-13	4,59E-12	9,65E-12	3,69E-11	6,87E-11	8,44E-11	1,50E-10
-30	1,55E-16	2,53E-15	6,33E-13	5,98E-12	4,66E-12	5,89E-12	7,21E-12	8,52E-12

Outros testes envolveram o tamanho físico do campo do preâmbulo e a sequência de bits presente. Pela norma ITU-T, o preâmbulo deve apresentar 108 bits para sincronização e ajuste de limiar, e conter em sua sequência um padrão de “0011”. Este tamanho de campo, assim como o padrão de sequência utilizado, foi variado para determinar a flexibilidade do receptor para diferentes cenários.

O padrão de bit de preâmbulo utilizado foi uma sequência binária de “0101”, inicialmente mantendo o mesmo tamanho de bits definido pela norma (108 bits). Os resultados obtidos com a mudança da sequência do preâmbulo não apresentaram muitas variações dos resultados mostrados na Tabela 4.1. Logo, um estudo foi iniciado para os possíveis tamanhos do campo reservado para o preâmbulo. Como o

signal de reinicialização tem a duração de 16 bits, testes contendo 16, 32, 64 e 108 bits de preâmbulo foram realizados. O gráfico da Fig. 4.18 mostra a curva de BER em função da potência óptica de entrada, tendo a variação do número de bits do preâmbulo do pacote, apresentado na Fig. 4.5, como variável, utilizando uma razão de LS = 0 dB. Este caso prova a importância do uso do preâmbulo para o receptor poder fazer o ajuste e a sincronização do pacote recebido. Observa-se que, para um preâmbulo contendo um pouco mais da metade do tamanho original, o resultado não chega a ser problemático; porém, quando o tamanho se aproxima do tamanho usado pelo sinal de reinicialização, o tempo usado para o receptor ajustar-se e sincronizar-se se torna insuficiente.

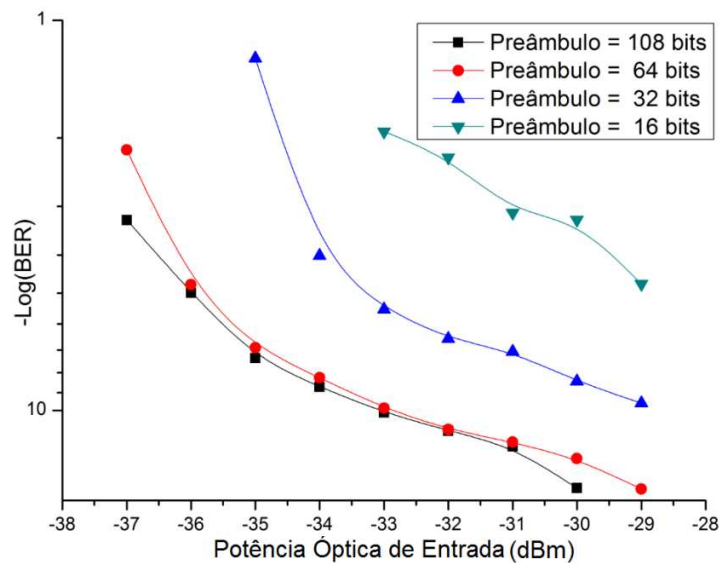


Fig. 4.18 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR, tendo o número de bits do preâmbulo como variável.

#### 4.6 O BMR com APD de baixo M

Os receptores contendo fotodetectores do tipo PIN podem apresentar uma menor faixa dinâmica e uma menor sensibilidade, devido ao fato desse dispositivo não apresentar ganho como o APD. A responsividade (relação entre a corrente produzida versus a potência óptica incidente) de um fotodiodo PIN é, geralmente, da ordem de 0,8 a 0,9. Apesar das características do APD não poderem ser comparadas às características do fotodiodo PIN (como, entre outras, tensão de alimentação, características intrínsecas e, principalmente, fator de ganho). Mesmo assim, um estudo foi conduzido com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema quando o APD apresenta um baixo valor de ganho M. Este estudo foi realizado

apenas em caráter exploratório para avaliar os efeitos do sistema contendo baixo ganho, já que não foi realizada nenhuma submontagem óptica do receptor com o fotodiodo PIN.

O ganho do APD, como mostrado no capítulo anterior, é proporcional à tensão aplicada: quanto maior a tensão, maior o ganho. Logo, diminuindo-se esta tensão de alimentação do APD, um menor ganho é obtido. Os testes realizados até o momento apresentaram um fator de ganho relativamente alto,  $M = 9,5$ , para uma tensão reversa aplicada de aproximadamente 28 V. Para este caso, a tensão reversa ajustada foi de 20 V, obtendo-se um ganho de aproximadamente  $M = 2,88$ . Este é o menor valor de ganho conseguido para que o receptor funcione corretamente, ou seja, para que os dados possam ser considerados como válidos, após a conversão opto-elétrica. Este valor foi obtido aplicando uma potência óptica relativamente alta no receptor (-15 dBm) e analisando a saída elétrica, CON2 (Fig. 3.10 (a)), no DCA. Uma tensão inferior a 20 V apresentava um sinal elétrico distorcido na saída do receptor, e uma tensão superior ao mínimo de tensão reversa, para que o sinal elétrico fosse considerado válido, o que não era desejado. Os testes utilizando esta aproximação não representam de forma alguma o comportamento do receptor contendo um fotodiodo PIN, devido às diferenças presentes na própria estrutura dos componentes, porém mostra um resultado ao qual pode ser utilizado para estimar o comportamento aproximado de um receptor de baixo ganho ou ganho algum, como no caso do fotodiodo PIN. Por comodidade e para diferenciar o receptor com o APD com um alto fator  $M$  de ganho, a nomenclatura BMR-MG (receptor em modo de rajada – menor ganho) será utilizada.

#### 4.6.1 CARACTERIZAÇÃO DO BMR-MG

Para fazer a caracterização do BMR-MG, o aparato experimental representado pela Fig. 4.1 foi, novamente, utilizado. Um levantamento da curva de BER foi realizado com o receptor trabalhando em modo contínuo e os dados obtidos estão representados pela Fig. 4.19. O receptor em modo contínuo apresenta uma curva de BER suave, tendo uma BER de  $10^{-9}$  para uma potência óptica de entrada superior a -26 dBm. Com uma razão de ganho de 3,3 em relação ao BMR até então utilizado, uma penalidade de 8 dBm na potência óptica de entrada foi obtida, sendo uma BER de  $10^{-9}$ , para o receptor com alto ganho, atingida para uma potência óptica de entrada de -34 dBm. Assim como comentado na Sessão 4.1, o receptor em modo contínuo apresenta o melhor caso de sensibilidade, devido à não utilização do circuito AOC, e este será usado como referência para as próximas medidas.

A Fig. 4.20 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos para o receptor com o APD apresentando um valor alto ( $M = 9,5$ ) e um valor baixo ( $M = 2,88$ ) do fator de ganho  $M$ .

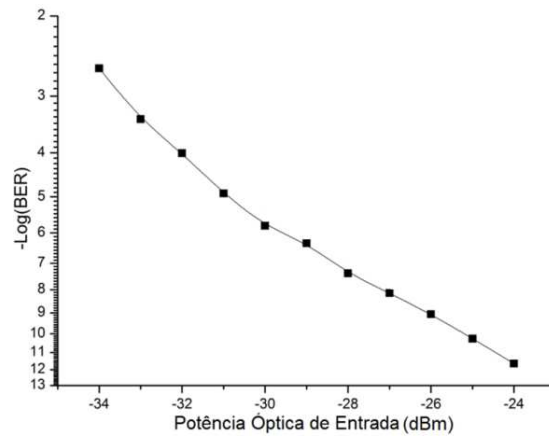


Fig. 4.19 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR-MG, para o receptor operando em modo contínuo.

Como esperado, tanto para o modo contínuo como para o modo em rajada ( $LS = 0$  dB), o BMR-MG apresentou resultados inferiores, fruto da influência direta do fator  $M$  na resposta às potências ópticas de entrada. Para que se mantenha uma BER de  $10^{-9}$ , considerando-se os dois valores de  $M$  adotados, uma diferença de, aproximadamente, 9 dB na potência óptica de entrada é notada entre os dois casos. Para se obter uma BER da ordem de  $10^{-10}$  com o BMR-MG, a potência óptica de entrada deve ser de -24 dBm. No entanto, uma transmissão livre de erros só é conseguida para o BMR com o APD ajustado para  $M = 9,5$ . Mesmo assim, requer-se uma potência superior a -27 dBm. Nota-se também que, para as configurações do APD adotadas, os resultados para operação em modo contínuo apresentaram melhor desempenho que os de modo de rajada, reforçando a influência do circuito AOC na recuperação dos sinais.

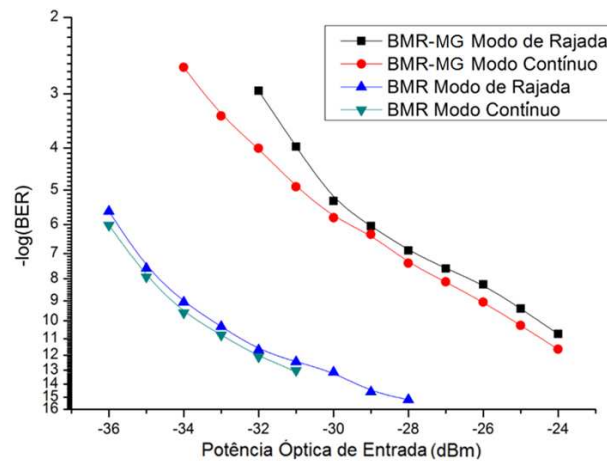


Fig. 4.20 – Comparação de BER em função da potência óptica de entrada do BMR-MG e do BMR, operando em modo contínuo e em modo de rajada.

#### 4.6.2 TESTES DO BMR-MG

Seguindo a mesma linha da Subseção 4.5, foram realizados testes contendo diferentes razões de LS. Os resultados obtidos podem ser vistos na Fig. 4.21. Observa-se que, com esta configuração do APD, a sensibilidade do receptor diminuiu muito, como o esperado. Têm-se, para esta configuração, uma BER de, aproximadamente,  $10^{-10}$  para uma entrada óptica acima de -25 dBm, pior que o caso relatado na Seção 4.5. O comportamento do circuito AOC, em contrapartida, manteve-se constante independente da configuração do fotodetector. Nota-se, para uma medida de BER de  $10^{-5}$ , que os pacotes contendo uma razão LS = 0 dB apresentam uma sensibilidade de, aproximadamente, 1 dB superior à dos pacotes com diferentes razões LS. Entretanto, esta diferença se torna praticamente nula para potências ópticas superiores a -24 dBm. Pode-se observar também que, caso seja usada alguma técnica de correção de erros (FEC – *forward error correction*), a sensibilidade do receptor aumentará consideravelmente, sendo possível, com a implementação desta técnica, obter-se uma BER de  $10^{-12}$  para a mesma potência óptica onde uma BER de  $10^{-4}$  é atingida, aumentando, com isso, a faixa dinâmica de operação. Empregando-se esta técnica, uma BER de, aproximadamente,  $10^{-12}$  poderá ser obtida para potências ópticas de entrada superiores a -30 dBm.

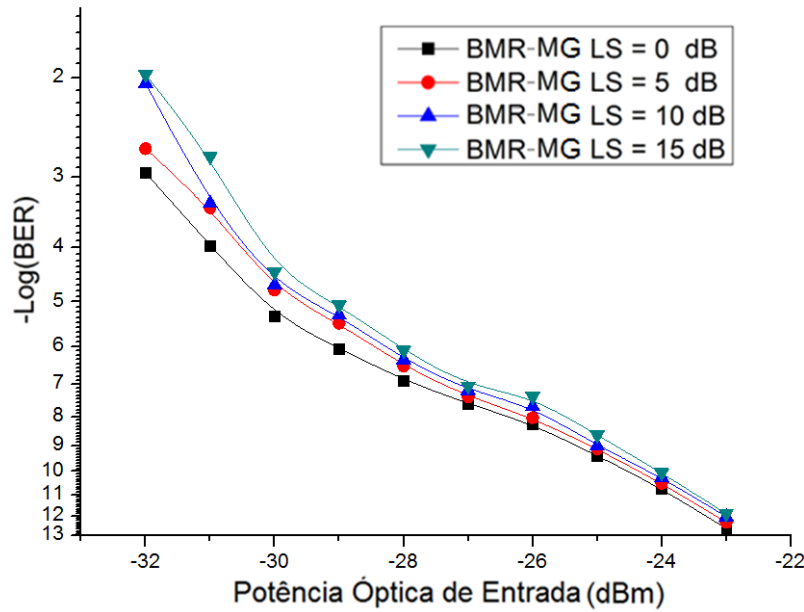


Fig. 4.21 – BER em função da potência óptica de entrada do BMR-MG, tendo a razão LS como parâmetro.

# Capítulo 5

## Considerações Finais

Este trabalho apresentou o desenvolvimento experimental de um receptor em modo de rajada submetido a diferentes cenários. O objetivo deste estudo foi o de observar o desempenho do receptor sob diversas condições de operação, inclusive aquela que se assemelha à de uma rede óptica XG-PON.

O texto desse trabalho iniciou-se com uma introdução sobre redes ópticas de acesso, incluindo seus tipos, topologias e arquiteturas. Foram apresentados, também no Capítulo 2, alguns aspectos básicos relativos ao BMR e uma comparação entre receptores em modo contínuo e em modo de rajada, além de uma visão geral de como o receptor trata os diferentes tipos de pacotes que uma rede óptica passiva pode empregar. No Capítulo 3, descreveu-se o desenvolvimento de um protótipo de BMR, incluindo as etapas do projeto eletrônico e da placa de circuito impresso. O receptor foi baseado em um esquema tradicional, formado por um fotodiodo avalanche, um amplificador de transimpedância e um amplificador limitador. O TIA apresentava um compensador automático de nível DC acoplado e foi encapsulado juntamente com o APD para formar uma submontagem receptora. Uma breve discussão sobre os módulos ROSA foi apresentada, juntamente com a sua caracterização. Para iniciar o processo de validação do protótipo, implementou-se, em um ambiente de simulação, um cenário baseado nos parâmetros do receptor desenvolvido, considerando-se, também, os itens disponíveis para a montagem do aparato usado no laboratório.

As análises e os resultados experimentais foram listados no Capítulo 4. O estudo experimental apresentado neste trabalho baseou-se em identificar e avaliar o impacto causado pelos principais parâmetros que influenciam o desempenho do receptor. Das análises realizadas para os diferentes cenários aos quais o BMR foi submetido, identificou-se a importância fundamental que os parâmetros

tempo de preâmbulo e circuito compensador de deslocamento têm no desempenho do protótipo desenvolvido.

O arranjo experimental realizado foi capaz de propiciar condições onde a potência de entrada de diferentes pacotes poderia ser bruscamente variada. Este comportamento, necessário para validação do protótipo, é típico do sinal de subida de redes ópticas passivas, onde várias ONUs, localizadas em diferentes regiões geográficas, utilizam o mesmo comprimento de onda para conexão com a OLT. Analisou-se, principalmente, a influência desta variação de amplitude no desempenho do compensador de deslocamento de nível. Verificou-se que esta diferença entre as amplitudes dos pacotes é o fator que apresenta maior complexidade no projeto do receptor, se comparado ao projeto de um receptor convencional, dada a velocidade e o pouco tempo que o circuito AOC tem para se adaptar a cada pacote ingressante.

Vários outros testes foram realizados para diferentes cenários. Para a caracterização mais básica, onde apenas a razão LS entre os pacotes foi alterada, obteve-se uma BER inferior a  $10^{-9}$  para todas as variações de LS (de 0 a 15 dB), quando aplicada a potência óptica de entrada de até -33 dBm, e uma BER melhor que  $10^{-12}$  para potências ópticas acima de -30 dBm. A norma ITU-T G987.2 especifica que o mínimo de potência óptica aceitável para uma BER de  $10^{-12}$  deve ser de -27 dBm, de forma que o receptor se mostrou eficiente quanto a isso. Em geral, os resultados obtidos mostraram que, para diferenças de potência entre os pacotes de até 15 dB e altos valores de atenuação da linha de transmissão óptica (até 30 dB), o receptor consegue um desempenho aceitável, satisfazendo a norma; porém, para valores superiores a estes, o mesmo é incapaz de recuperar os dados.

Para a primeira classe de XG-PON, onde este receptor pode ser empregado, o uso de códigos para correção de erros não é obrigatória. O FEC do tipo Reed Solomon RS (255, 239), se empregado, consegue melhorar a sensibilidade do receptor em, aproximadamente, 8 ordens de grandeza. Assim sendo, admitindo-se o limite máximo de eficiência do código, um sistema que empregue o FEC pode oferecer uma BER equivalente a  $10^{-12}$  se a sua BER real fosse de  $10^{-4}$  sem o FEC, para a mesma potência óptica de entrada.

Foi também apresentada uma caracterização do mesmo receptor para uma condição de mínimo valor possível de ganho de avalanche. O mínimo ganho possível para o APD, dentro das condições de laboratório disponíveis, foi de, aproximadamente,  $M = 2,88$ , e a caracterização realizada utilizou-se do mesmo aparato apresentado na Fig. 4.1. Obteve-se um valor de BER em torno de  $10^{-9}$  para uma potência óptica de entrada maior que -25 dBm para todas as variações da razão LS, e uma BER em torno de  $10^{-12}$



para potências ópticas superiores a -23 dBm. Estima-se também que, com o uso de FEC para esta configuração do receptor, o mesmo ganho de 8 ordens de grandeza na BER possa ser conseguido. De modo geral, pode-se dizer que o receptor desenvolvido para operar em modo de rajada, no âmbito deste trabalho, apresentou resultados satisfatórios para aplicação em redes passivas de próxima geração, com desempenho compatível com as normas ITU-T 987.x até então disponibilizadas. Deve-se destacar que o projeto do receptor foi concluído antes da publicação destas normas. Este trabalho apresenta um desenvolvimento inovador devido à escassez de componentes e receptores comerciais operando em modo de rajada para uma taxa de transmissão de 2,5 Gbit/s.

## 5.1 *Trabalhos Futuros*

Na sequência, listam-se sugestões para a ampliação do trabalho experimental aqui apresentado.

- Promover o encapsulamento do receptor, de modo que seja compatível com os módulos comerciais GPON, e aplicá-los a um sistema real, realizando-se novamente os testes e validação de seu funcionamento.
- Definir e implementar os códigos para correção de erros no sistema; este trabalho não contemplou os possíveis tipos de FEC, porém, sabe-se que seu uso trará benefícios para o desempenho geral. De acordo com o consórcio FSAN, o emprego de FEC será mandatório para a evolução das NG-PON.
- Desenvolver um pré-amplificador do tipo semiconductor para ser usado junto ao receptor, o que permitiria aumentar a extensão da linha transmissão, cobrindo, assim, um maior número de usuários.

# Referências Bibliográficas

- [1] D. P. Shea, J. E. Mitchell, *"Long-reach optical access technologies"*, IEEE Network, vol. 21, pp. 5-11, 2007.
- [2] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan, *"Optical Networks a Practical Perspective"*, ed. 2, MK Publishers, 2001.
- [3] F. Effenberger, et al., *"An introduction to PON technologies"*, Communications Magazine, vol. 45, pp. S17-S25, 2007.
- [4] IEEE 802.16, The Working Group for WLAN Standards, *"Wireless Metropolitan Area Networks"*, 2005.
- [5] IEEE 802.11 The Working Group for WLAN Standards, *"LAN/MAN wireless LANs"*, 2005.
- [6] IEEE 802.16 Working Group on Broadband Wireless Access Standards, *"Worldwide interoperability for microwave access (WiMAX)"*, 2000.
- [7] C. F. Lam, *"Passive Optical Networks: Principles and Practice"*, USA: Academic Press, 2007.
- [8] B. Zakowski, *"Passive vs. active optical networking"*, Broadband Properties Magazine, pp. 28-29, 2004.
- [9] G. Kramer e G. Pesavento, *"Ethernet passive optical network (EPON): building a next-generation optical access network"*, IEEE Communications Magazine, vol. 40, ed. 2, pp. 66-73, 2002.
- [10] J. R. Stern et al., *"Passive optical local networks for telephony applications and beyond"*, Electronics Letters, vol. 23, ed. 24, pp. 1255-1256, 1987
- [11] P. Chanclou et al., *"Overview of the optical broadband access evolution: a joint paper of operators of the IST network of excellence e-Photon/One"*, IEEE Communications Magazine. vol. 44, ed. 8, pp. 29-35, 2006.
- [12] F. An et al., *"SUCCESS: a next-generation hybrid WDM/TDM optical access network architecture"*, Journal Lightwave Technology, vol. 22, ed. 11, pp. 2557-2569, 2004.
- [13] A. Banarjee et al., *"Wavelength-division-multiplexed passive optical network (WDM-PON) technologies for broadband access,"* Journal of Optical Networking, vol. 4, ed. 11, pp. 737-758, 2005.
- [14] Y. C. Chung, *"Challenges toward practical WDM-PON"*, Proceedings of Optoelectronics and Communications Conference, Kaohsiung, Taiwan, artigo 6C4-1, 2006.

- [15] J. A. Lazaro et al., "Scalable Extended Reach PON," Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference OFC/NFOEC, pp. 1-3, 2008.
- [16] K. Grobe e J. P. Elbers, "PON evolution from TDMA to WDM-PON," Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference OFC/NFOEC, pp. 24 - 28, 2008.
- [17] H. Song et al., "Shared-wavelength WDM-PON access network for supporting downstream traffic with QoS," Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference OFC/NFOEC, pp. 3-4, 2006.
- [18] M. Bouda et al., "Cost-effective optical access upgrades using wavelength shared hybrid passive optical network architecture", National Fiber Optic Engineers Conference NFOEC, pp. 7- 10, 2007.
- [19] J. B. Rosolem et al. "Arquitetura baseada em WDM para próximas redes PON", Caderno CPqD Tecnologia, vol. 6, ed. 1, pp. 65 -76, 2010.
- [20] J. A. Quayle et al., "Achieving global consensus on the strategic broadband access network", Full Service Access Network – FSAN, BT Technology Journal, vol. 16, ed. 4, pp. 58-70, 1998.
- [21] ITU-T. (2009, Abril 25). *Transmission systems and media, digital systems and networks* [Online]. Disponível em <http://www.itu.int/rec/T-REC-G/e>.
- [22] ITU-T G.983.1, "Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks (PON)", 2005.
- [23] IEEE 802.3, "IEEE standards for local area network: supplements to carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications".
- [24] IEEE P802.3av. (2009, Abril 25). 10G-EPON Task Force [Online]. Disponível em <http://www.ieee802.org/3/av/>.
- [25] F. Effenberger et al., "Next-generation PON-part II: candidate systems for next-generation PON," IEEE Communications Magazine, vol. 47, ed. 11, pp. 50 – 57, 2009.
- [26] Broadband Properties Magazine, "Strong Growth for FTTH", pp 20- 21, 2009.
- [27] I. Cale et al., "Gigabit passive optical network – GPON", Conference on Information Technology Interfaces, pp. 679-684, 2007.
- [28] ITU-T G.984.2, "Gigabit-capable passive optical networks (GPON): Physical media dependent (PMD) layer specification", 2003.
- [29] Y. Ota e R. G. Swartz, "Burst mode compatible optical receiver with large dynamic range", Journal Lightwave Technology, vol. 8, ed. 12, pp. 1897–1903, 1990.

- [30] T. Ridder, *"Design of 10 Gb/s burst-mode receivers for high-split extended reach PONs"*, dissertação de PhD, Univ. Gent, Dinamarca, 2010.
- [31] E. Rotem e D. Sadot, *"Performance analysis of AC-coupled burst-mode receiver for fiber-optic burst switching networks"*, IEEE Transactions on Communications, vol. 53, ed. 5, pp. 899 – 904, 2005.
- [32] C. Su et al., *"Theory of burst-mode receiver and its applications in optical multiaccess network"*, Journal Lightwave Technology, vol. 15, ed. 4, pp. 590-606, 1997.
- [33] S.D. Personick, *"Receiver design for optical fiber systems"*, Proceedings of the IEEE, vol. 65, ed. 12, pp. 1670–1678, 1977.
- [34] S.D. Personick et al., *"Detailed comparison of 4 approaches to calculation of sensitivity of optical fiber system receivers"*, IEEE Transactions on Communications, vol. 25, ed. 5, pp. 541–548, 1977.
- [35] T. Vanisri e C. Toumazou, *"Integrated high-frequency low-noise current-mode optical transimpedance preamplifiers - theory and practice"*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 30, ed. 6, pp. 677–685, 1995.
- [36] P. Ossieur et al., *"Influence of random DC offsets on burst-mode receiver sensitivity"*, Journal of Lightwave Technology, vol. 24, ed. 3, pp. 1543–1550, 2006.
- [37] E. Säckinger, *"Broadband Circuits for Optical Communication"*, John Wiley & Sons, 2005.
- [38] C. A. Eldering, *"Theoretical determination of sensitivity penalty of burst-mode fiber optic receiver"*, Journal of Lightwave Technology, vol. 11, ed. 4, pp. 2145–2149, 1993.
- [39] P. M. Valdes, *"Performance of optical direct receivers using noise corrupted decision threshold"*, Journal of Lightwave Technology, vol. 13, ed. 3, pp. 2202–2214, 1995.
- [40] L. M. Lunardi et al., *"Highspeed burst-mode OEIC photoreceiver using InP/InGaAs heterojunction bipolar transistors"*, Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference OFC/NFOEC, vol. 4, pp. 30-31, 1994.
- [41] E. Hugues-Salas et al., *"A 2.5 Gb/s edge-detecting burst-mode receiver for GPON access networks"*, Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference OFC/NFOEC, pp. 1-3, 2007.
- [42] M.S. Leeson, *"Calculation of sensitivity penalty for optically preamplified burst mode receivers using Fabry-Perot filters"*, Electronics Letters, vol. 34, ed. 11, pp. 1121–1122, 1998.
- [43] P. Ossieur et al., *"Sensitivity penalty calculation for burst-mode receivers using avalanche photodiodes"*, Journal of Lightwave Technology, vol. 21, ed. 11, pp. 2565–2575, 2003.

- [44] P. Menendez-Valdes, "Performance of optical direct receivers using noise-corrupted decision threshold", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, ed. 11, pp. 2202–2214, 1995.
- [45] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", John Wiley & Sons, 2002.
- [46] S. M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices", Wiley-Interscience, 1981.
- [47] R. J. McIntyre, "Multiplication noise in uniform avalanche diodes", *IEEE Transactions on Electronics Devices*, vol. 13, ed. 1, pp. 164–168, 1966.
- [48] B. Razavi, "Design of Integrated Circuits for Optical Communications", McGraw-Hill, 2003.
- [49] Cyoptics (2009, Abril 28). APD and ROSA Tests [Online] disponível em email: Mensagem: APD and ROSA Tests
- [50] Vitesse (2008, Dezembro 14). VSC7718 [Online]. Disponível em <http://www.vitesse.com/products/product.php?number=VSC7718>
- [51] Vitesse (2008, Dezembro 14). VSC7728 [Online]. Disponível em <http://www.vitesse.com/products/product.php?number=VSC7728>
- [52] ITU-T G.984.3, "Gigabit-capable passive optical networks (G-PON): transmission convergence layer specification", 2008.
- [53] ITU-T G.987.2, "10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): physical media dependent (PMD) layer specification", 2010
- [54] I. Kaminow e T. Li, "Optical Fiber Telecommunications, Components", Academic Press, 2002.
- [55] ITU-T G.987.3, "10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): Transmission convergence (TC) layer specification", pré-publicação.